

THÈSE DE DOCTORAT

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES, INGÉNIERIE, SANTÉ

Diplôme délivré par l'Université Jean Monnet

Spécialité :

IMAGE, VISION, SIGNAL

Présentée et soutenue publiquement par :

Ali IBRAHIM

le 10 Mars 2009

TITRE

**CONTRIBUTION AU DIAGNOSTIC DE MACHINES ÉLECTROMÉCANIQUES :
EXPLOITATION DES SIGNAUX ÉLECTRIQUES ET DE LA VITESSE INSTANTANÉE**

JURY

Président	Marc THOMAS	<i>Professeur, École de Technologie Supérieure, Québec</i>
Rapporteurs	Guy CLERC	<i>Professeur, Université Claude Bernard</i>
	Mohamad KHALIL	<i>Professeur, Université Libanaise</i>
Examineurs	Jean-Louis LACOUME	<i>Professeur Emérite, INP de Grenoble</i>
	Christine SERVIÈRE	<i>Chargée de Recherche, CNRS, INP de Grenoble</i>
Directeurs de thèse	François GUILLET	<i>Professeur, Université Jean Monnet</i>
	Mohamed ZOAETER	<i>Professeur, Université Libanaise</i>
Codirecteur	Mohamed EL BADAOU	<i>Maître de Conférence, Université Jean Monnet</i>

Dédié à :
mes chers parents,
ma chère épouse,
et mon adorable Clara.

Ne crains pas d'avancer lentement, crains seulement de t'arrêter.

Sagesse Chinoise

Remerciements

J'ai effectué ma thèse au Laboratoire d'Analyse des Signaux et des Processus Industriels à l'IUT de Roanne, Université Jean Monnet dans le cadre d'une codirection avec l'Université Libanaise. Je remercie la région Rhône-Alpes pour le soutien financier qui m'a été accordé au début de la thèse.

Je remercie très vivement Monsieur François GUILLET, Directeur du LASPI et directeur de cette thèse, pour la confiance qu'il m'a accordée en me permettant d'effectuer mes travaux de thèse sous sa direction et d'avoir toujours assuré la continuité du financement. Ses conseils et son aide ont été des plus utiles pour l'aboutissement de ce travail. J'exprime ma gratitude à Monsieur Mohamed EL BADAoui d'avoir encadré cette thèse. Sa grande disponibilité et ses nombreuses idées furent un soutien très précieux. Je dois aussi remercier Monsieur Mohamad ZOAETER, doyen de la faculté de Génie à l'Université Libanaise, d'avoir accepté de codiriger cette thèse et de m'encourager continuellement.

J'exprime ma gratitude à Monsieur Marc THOMAS pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant le jury de cette thèse, je le remercie vivement pour sa lecture attentive de mon manuscrit et pour son intérêt à l'égard de mon travail. Messieurs Guy CLERC et Mohamad KHALIL sont les rapporteurs de la thèse. Je leur suis reconnaissant d'avoir passé du temps à étudier ce document, leurs observations m'ont permis d'en faire évoluer certains points. Je tiens à exprimer mon profond respect à Monsieur le Professeur Jean Louis LACOUME, qui m'a fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Je n'oublierai jamais sa gentillesse et son sourire. Qu'il soit assuré de ma profonde reconnaissance. Je suis gré à Madame Christine SERVIÈRE, chargée de recherche au CNRS, d'avoir accepté de participer à mon jury. Je la remercie pour l'intérêt qu'elle a porté à mon travail.

Mes sincères remerciements s'adressent à tous les membres du LASPI et du département GIM de l'IUT de Roanne pour leur accueil et leur sympathie, particulièrement Mme

Mylène Ercolini, secrétaire du département GIM, pour sa gentillesse et sa disponibilité, ainsi que tous les autres pour leur aide et soutien qu'ils ont su m'apporter, et les bons moments passés ensemble.

Merci à Oussama ZAHWÉ qui est venu spécialement assister à ma soutenance et à Ziad DAHER qui s'est déplacé de Chartres pour me soutenir et filmer des moments inoubliables !

Merci à tous ceux qui m'ont apporté leurs soutiens et leurs aides d'une manière ou d'une autre.

Je tiens enfin à remercier ma famille et ma belle-famille pour leurs soutiens. Mes frères et mes sœurs, dont je suis très fier, mon père et ma mère qui m'ont toujours gardé leur amour malgré les distances, à ma femme pour toute l'attention qu'elle a su me prodiguer lorsque j'avais besoin, pour les nuits blanches passées à côté de moi pour terminer la rédaction, et enfin à ma petite Clara qui a vu le jour à la fin de cette thèse et voilà un nouveau départ !

Table des matières

Dédicaces	i
Remerciements	iii
Notations	xv
Liste des symboles	xvii
Introduction générale	1
1 Défaillances des machines asynchrones, contexte et objectif	5
1.1 Introduction	5
1.2 Types des défauts de la machine asynchrone	7
1.3 Méthodes de détection et diagnostic des défauts	8
1.3.1 Défauts du stator	8
1.3.2 Défauts du rotor	12
1.3.3 Défaut d'excentricité	15
1.3.4 Défauts de roulement	18
1.4 Banc d'essai	22
1.5 Conclusion	24
2 Modélisation de la machine asynchrone et transfert mécanique → électrique	27
2.1 Introduction	27
2.2 Modèles électromagnétiques de la machine asynchrone en grandeurs de phases	28
2.2.1 Hypothèses de départ	28

2.2.2	Schéma d'un moteur asynchrone triphasé	29
2.2.3	Equations électriques de la machine asynchrone	30
2.2.4	Equations mécaniques de la machine	31
2.2.5	Régime permanent de la machine asynchrone	32
2.2.6	Modèle de la machine dans le système d'axes d, q	33
2.2.7	Transformation de Park	33
2.3	Equation de la machine asynchrone dans le repère d-q	35
2.4	Modélisation du défaut de roulement	36
2.5	Transmission du défaut vers le courant statorique	39
2.5.1	Effet sur la force magnétomotrice rotorique	39
2.5.2	Effet sur le courant statorique	42
2.6	Modélisation du signal du défaut	44
2.7	Exploitation du modèle de simulation	44
2.7.1	Paramètres de la machine	46
2.7.2	Régime sain	47
2.7.3	Régime défectueux	48
2.8	Conclusion	52
3	Cyclostationnarité	53
3.1	Introduction	53
3.2	De la stationnarité à la cyclostationnarité	55
3.2.1	Processus cyclostationnaire	56
3.3	Statistiques cycliques	57
3.3.1	Opérateur de moyennage cyclique	57
3.3.2	A l'ordre 2	57
3.4	Structure des signaux vibratoires	60
3.5	Application aux signaux électriques	62
3.6	Post-traitement des signaux : Re-échantillonnage cyclique des signaux vi- bratoires et électriques	63
3.6.1	Échantillonnage angulaire a posteriori	63
3.6.2	Estimation de la position	67
3.6.3	Re-synchronisation des signaux électriques	72

3.7 Conclusion	79
4 Exploitation de la vitesse instantanée et du facteur de puissance instantané	81
4.1 Fréquence Instantanée	82
4.1.1 Définition	82
4.1.2 Algorithme de traitement	83
4.1.3 Détection du défaut en utilisant la fréquence instantanée mécanique	83
4.2 Exploitation des signaux électriques	85
4.2.1 Problématique	85
4.2.2 Estimation de la fréquence instantanée électrique	86
4.2.3 Méthode directe d'estimation du facteur de puissance instantané (FPI)	87
4.3 Résultats expérimentaux	89
4.4 Conclusion	93
5 Correlospectre	95
5.1 La réduction du bruit	95
5.1.1 Introduction	95
5.1.2 Filtrage de Wiener	96
5.2 Application aux signaux électriques	98
5.2.1 Position du problème	98
5.2.2 Modèle électrique simplifié de la machine asynchrone	98
5.2.3 Estimation du filtre de Wiener pour les signaux électriques	99
5.3 Résultats expérimentaux	101
5.3.1 Débruitage	101
5.3.2 Application du Kurtosis	101
5.4 Conclusion	105
Conclusion générale et perspectives	107
Bibliographie	109

Annexes	121
A Transformée de Concordia	123
B Transformée d’Hilbert	125
C Échantillonnage angulaire direct	127

Table des figures

1.1	<i>Distribution des défauts [EPR82]</i>	6
1.2	<i>Distribution des défauts des machines électriques fonctionnant dans l'industrie pétrochimique [TD99]</i>	7
1.3	<i>Structure d'un roulement à billes</i>	19
1.4	<i>Banc d'essai</i>	22
1.5	<i>Cinématique du banc d'essai</i>	23
2.1	<i>Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor</i>	29
2.2	<i>Modèle de la machine après transformation de Park</i>	33
2.3	<i>Modélisation du défaut de course externe</i>	38
2.4	<i>Modèle signal du défaut de roulement</i>	39
2.5	<i>Référentiel tournant (R) et référentiel fixe (S)</i>	41
2.6	<i>Modélisation de la machine asynchrone sous Matlab et Simulink</i>	45
2.7	<i>Modélisation des équations électriques de la machine asynchrone</i>	46
2.8	<i>Evolution de la vitesse et des courants en régime sain</i>	47
2.9	<i>DSP de la vitesse en régime permanent en cas d'une machine saine</i>	48
2.10	<i>Evolution du couple instantané</i>	49
2.11	<i>DSP du couple oscillant</i>	50
2.12	<i>Evolution de la vitesse et des courants en fonctionnement avec défaut</i>	50
2.13	<i>DSP de la vitesse en régime permanent en cas d'une machine défectueuse</i>	51
2.14	<i>DSP du courant en cas d'une machine défectueuse</i>	51
3.1	<i>Moyenne d'ensemble [Bon04]</i>	54
3.2	<i>Relations entre les différents espaces d'analyse d'un processus CSL.</i>	58

3.3	<i>DSP de l'enveloppe carré du signal vibratoire</i>	62
3.4	<i>Re-échantillonnage angulaire a posteriori [Bon04]</i>	64
3.5	<i>Principe du filtrage "forward-backward"</i>	66
3.6	<i>Interpolation</i>	66
3.7	<i>Signal accélérométrique re-échantillonné</i>	69
3.8	<i>Spectre du signal accélérométrique autour de l'engrenage</i>	71
3.9	<i>Tracé de 1950 cycles de l'alimentation électrique</i>	73
3.10	<i>Échantillonnage synchrone</i>	74
3.11	<i>Tracé de 1950 cycles du courant électrique</i>	76
3.12	<i>Signal courant re-synchronisé</i>	77
3.13	<i>Signal résiduel</i>	78
3.14	<i>DSP du signal résiduel</i>	78
4.1	<i>DSP de la fréquence instantanée estimée à partir du codeur optique.</i>	84
4.2	<i>DSP de la fréquence instantanée estimée à partir du signal accélérométrique.</i>	84
4.3	<i>DSP du courant d'une phase statorique.</i>	85
4.4	<i>Représentation temporelle de la fréquence instantanée.</i>	87
4.5	<i>DSP de la fréquence instantanée du courant.</i>	87
4.6	<i>Estimateur du facteur de puissance instantané.</i>	89
4.7	<i>Déphasage courant-tension.</i>	90
4.8	<i>DSP du FPI : - - - Défaut de roulement et — Sans défaut.</i>	91
4.9	<i>DSP du facteur de puissance instantané.</i>	91
4.10	<i>DSP de la puissance instantanée.</i>	92
5.1	<i>Modèle de réduction du bruit en utilisant deux capteurs</i>	96
5.2	<i>Modèle électrique simplifié de la machine asynchrone</i>	98
5.3	<i>Spectrofiltre</i>	99
5.4	<i>Superposition de deux courant :</i>	102
5.5	<i>DSP de deux courants : — Mesuré ; - - - Estimé après synchronisation.</i>	103
5.6	<i>DSP de deux courants : Agrandissement entre 100 et 200 Hz.</i>	103
5.7	<i>Signal résiduel estimé.</i>	104
5.8	<i>DSP du signal résiduel.</i>	104

C.1	<i>Chaîne d'acquisition angulaire.</i>	128
-----	--	-----

Liste des tableaux

1.1	Descriptif des acquisitions	23
1.2	Paramètres du roulement	24
1.3	Fréquences liées à la cinématique (Hz)	24
2.1	Paramètres de simulation	47
5.1	Valeurs du kurtosis	104

Notations

CS1 Cyclostationnarité à l'ordre 1

CS2 Cyclostationnarité à l'ordre 2

CSn Cyclostationnarité à l'ordre n

DSP Densité Spectrale de Puissance

DTF Distribution temps-fréquence

EDF Électricité De France

EPRI Electric Power Research Institute

exp Fonction exponentielle

FI Fréquence Instantanée

FMM Forces Magnétomotrices

FPI Facteur de Puissance Instantané

HMM Modèle de Markov Caché

Hz Hertz

k-PPV k Plus Proches Voisins

MAS Machine ASynchrone

MCSA Motor Current Signature Analysis (Analyse de la Signature du Courant)

PDT Power Decomposition Technique

PI Puissance Instantanée

RTF Représentation Temps-Fréquence

RIF filtre à Réponse Impulsionnelle Finie

TF Transformée de Fourier

TF⁻¹ Transformée de Fourier inverse

UMP Unbalanced Magnetic Pull = Attraction magnétiques non compensés

Liste des symboles

a_r, b_r, c_r : enroulement triphasé du rotor

a_s, b_s, c_s : enroulement triphasé du stator

B : induction magnétique

C_c : amplitude de l'oscillation du couple

C_{charge} : couple de charge

C_{em} : couple électromagnétique

C_{moteur} : couple moteur

C_x : fonction d'autocorrélation

C_{xy} : fonction de corrélation

$C_x^\alpha(\tau)$: corrélation cyclique

d, q, O : trois enroulements orthogonaux

D_c : diamètre de la cage du roulement

D_b : diamètre d'une bille du roulement

$E\{\bullet\}$: espérance mathématique = moyenne statistique d'ensemble

F : force magnétomotrice

f_{am_bi} : fréquence caractéristique du défaut de bille vu sur le courant (modulation d'amplitude)

f_{am_ex} : fréquence caractéristique du défaut de course externe vu sur le courant (modulation d'amplitude)

f_{am_in} : fréquence caractéristique du défaut de course interne vu sur le courant (modulation d'amplitude)

- f_{bi} : fréquence caractéristique du défaut sur une bille
 f_{brb} : fréquence caractéristique du défaut de barre rotorique
 f_c : fréquence caractéristique du défaut de roulement en général
 f_{c-c} : fréquence caractéristique du défaut de court-circuit
 f_{c_elec} : fréquence caractéristique du défaut de roulement vu sur le courant
 f_{ca} : fréquence caractéristique du défaut de cage
 f_{ecc} : fréquence caractéristique d'excentricité
 f_{ex} : fréquence caractéristique du défaut de course externe
 f_{in} : fréquence caractéristique du défaut de course interne
 f_{mp_bi} : fréquence caractéristique du défaut de bille vu sur le courant (modulation en fréquence)
 f_{mp_ex} : fréquence caractéristique du défaut de course externe vu sur le courant (modulation en fréquence)
 f_{mp_in} : fréquence caractéristique du défaut de course interne vu sur le courant (modulation en fréquence)
 f_r : fréquence de rotation mécanique du rotor
 f_s : fréquence d'alimentation du stator
 F_r : force magnétomotrice rotorique
 F_s : force magnétomotrice statorique
 g : glissement
 H : champ magnétique
 $H_w(\nu)$: réponse fréquentielle du filtre de Wiener
 i_{dr} : composante du courant rotorique suivant l'axe d
 i_{ds} : composante du courant statorique suivant l'axe d
 i_{qr} : composante du courant rotorique suivant l'axe q
 i_{qs} : composante du courant statorique suivant l'axe q
 J : inertie de l'association machine - charge

$K_x(\tau)$: moment d'ordre 2

L_r : inductance propre rotorique

L_s : inductance propre statorique

$m_x(t)$: moment d'ordre 1

M : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

M_r : inductance mutuelle entre deux phases du rotor

M_s : inductance mutuelle entre deux phases du stator

N_b : nombre de billes du roulement

p : nombre de paires de pôles de la machine

$\mathcal{P}\{\bullet\}$: opérateur de moyennage cyclique

$p_x(\dots; \dots)$: densité de probabilité jointe

$S_x^\alpha(f)$: corrélation spectrale

t : temps

V_{ds} : composante de la tension suivant l'axe d

V_{dq} : composante de la tension suivant l'axe q

$W_x(t, f)$: représentation temps-fréquence du signal $x(t)$

$[A]$: matrice de la transformation de Park

$[I_r]$: vecteur des courants rotorique

$[I_s]$: vecteur des courants statorique

$[L_r]$: matrice des inductances rotorique

$[L_s]$: matrice des inductances statorique

$[M_{sr}]$: matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et celles du rotor

$[R_r]$: vecteur des résistances rotorique

$[R_s]$: vecteur des résistances statorique

$[V_r]$: vecteur des tensions rotorique

$[V_s]$: vecteur des tensions statorique

$\{x(t)\}_{t \in R}$: processus stochastique

β : angle de contact de la bille avec les bagues

Δ_C : composante variable du couple

Δl : largeur d'écaillage

$\gamma(f)$: densité spectrale de puissance

Λ : perméance de l'entrefer

Λ_0 : perméance moyenne de l'entrefer

n_θ : pas angulaire

ω : pulsation mécanique

ω_c : pulsation équivalente à la fréquence caractéristique f_c du défaut

ω_r : pulsation mécanique du rotor

ω_s : pulsation de l'alimentation statorique

Ω_r : vitesse angulaire mécanique du rotor

$[\Phi_r]$: vecteur des flux rotorique

$[\Phi_s]$: vecteur des flux statorique

$\varphi_a(n_\theta)$: incrément angulaire constant

$\hat{\varphi}_s(n)$: position angulaire estimée

τ : retard

θ : angle mécanique dans le repère fixe du stator

θ' : angle mécanique dans le repère tournant du rotor

θ_r : position angulaire du rotor

θ_s : position angulaire du stator

Introduction générale

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. La plus grande utilisation de cette machine est due à la standardisation, à sa grande robustesse et à son bas coût d'achat et d'entretien. En fait, elle est omniprésente dans de nombreuses applications et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, les industries chimiques, dans le transport (métro, trains, propulsion de véhicule et des navires, les ascenseurs), dans l'industrie (machines-outils, treuils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice. C'est par exemple le cas dans les éoliennes.

Compte tenu de l'importance des enjeux en terme de productivité et de sécurité, de nombreuses approches concernant la surveillance ont été développées.

L'histoire du diagnostic de défaut et de la protection remonte à l'origine des machines elles-mêmes. Les fabricants et les utilisateurs des machines électriques ont initialement mis en oeuvre une protection simple telle que la surintensité, la surtension et la protection contre les défauts à la terre, etc. pour assurer un fonctionnement sûr et fiable. Pendant que les tâches accomplies par ces machines devenaient de plus en plus complexes, des améliorations ont été également cherchées dans le domaine du diagnostic de défaut. Dans certaine application, il est maintenant devenu très important de diagnostiquer des défauts dès leur naissance ; parce qu'une panne dans l'un des corps constitutifs de la machine peut arrêter tout le processus de production, ce qui cause des pertes financières lourdes. Dans le domaine nucléaire, par exemple, il est essentiel d'assurer la sécurité des personnes et du matériel parce qu'aucun système, qu'il soit simple ou complexe, n'est à l'abri d'un dysfonctionnement.

C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan mondial, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic.

Présentation du sujet

Il existe essentiellement deux approches pour le diagnostic des systèmes électromécaniques : celle des électrotechniciens basée sur la mesure des courants et tensions électriques, et celle des mécaniciens basée sur la mesure des vibrations et éventuellement de la vitesse et du couple rotorique. Il y a un intérêt certain à savoir concilier les deux approches dans une démarche plus globale, d'abord pour identifier les connaissances communes ou spécifiques à l'une et à l'autre, ensuite pour mieux orienter les techniques de diagnostic en fonction des modes de défaillance considérés. Pour ce faire, il est nécessaire d'étudier les interactions et les relations de passage entre le domaine des signaux électriques et celui des signaux mécaniques. Le problème est loin d'être trivial, car :

- les mouvements de rotation des différents organes des systèmes électromécaniques créent des modulations qui se manifestent par des interactions non-linéaires,
- les lois de l'électromagnétisme induisent des relations non-linéaires entre les forces mécaniques et électriques.

L'objectif de ce travail est de diagnostiquer l'état d'une machine tournante par traitement des signaux électriques (courants et tensions) issus d'une telle machine et reçus sur un ensemble des capteurs et essayer d'extraire et de séparer les différentes composantes, électriques ou mécaniques, qui existent. Face à ces difficultés, les outils de traitement du signal dédiés à l'analyse cyclostationnaire peuvent apporter de nouvelles solutions. De plus, la cyclostationnarité conduit à l'échantillonnage angulaire, à la conception des estimateurs statistiques synchrones, commodes à mettre en oeuvre. Nous proposons d'associer ces outils à l'approche classique de soustraction de bruit qui consiste à retrouver dans un signal donné tout ce qui est dû à un autre signal (mécanique \rightarrow électrique et électrique \rightarrow mécanique). Pour valider les études faites sur les signaux électriques, nous traitons aussi les signaux vibratoires. Il est nécessaire de suivre l'influence du défaut tout au long de la chaîne cinématique et d'étudier les transferts des variables mécaniques vers les variables électriques au sein de la machine électrique. Dans l'hypothèse où ce transfert est réalisé à

travers la vitesse instantanée, il est important de vérifier la présence d'information relative au défaut sur cette-ci. Nous avons ciblé les défauts de roulements et montrons dans ce projet la manifestation de ce type de défaut au niveau de la vitesse instantanée de la machine.

Plan du travail

Le chapitre introductif (chapitre 1) présente les différents types des défauts de la machine asynchrone, les différentes méthodes de détection et le banc d'essai utilisé pour nos expérimentations. Nous étudions au chapitre 2, l'effet du défaut de roulement sur le fonctionnement de la machine et son influence sur les grandeurs mécaniques et électriques. Nous modélisons tout d'abord un petit défaut de bague externe de roulement, nous constatons que ce défaut provoque des fluctuations du couple résistif. Ensuite, à partir de l'équation d'équilibre des couples, nous remontons, à travers les équations électriques, la propagation du défaut vers le courant statorique. Cette étude est combinée avec un modèle de simulation de la machine pour valider les résultats théoriques.

Les vibrations engendrées par les défauts de roulement sont cyclostationnaires. Dans le chapitre 3, nous présentons les bases théoriques de la cyclostationnarité et nous nous intéressons à mettre en place des algorithmes de re-échantillonnage angulaire pour les signaux mécaniques et de la re-synchronisation des signaux électriques suivant le cycle électrique pour les signaux électriques. La combinaison du re-échantillonnage angulaire ou de la synchronisation des signaux avec des méthodes de traitement du signal existantes permet d'accroître leur efficacité.

Le chapitre 4 est dédié à la détection du défaut de roulement par exploitation de la vitesse mécanique instantanée de la machine et détection de modulations de phase induites sur le courant statorique. Ainsi nous proposons plusieurs moyens d'estimation de la vitesse instantanée de la machine (codeur optique et accéléromètre) et du courant électrique. Nous proposons une nouvelle technique de diagnostic basée sur l'exploitation du facteur de puissance instantané de la machine.

Le chapitre 5 porte sur la séparation de l'information mécanique des signaux électriques. Nous abordons dans ce chapitre l'estimation du filtre de Wiener dans un cadre

cyclostationnaire en vue de diagnostiquer les défauts qui pourraient avoir lieu sur un moteur asynchrone. Nous rappelons dans une première partie sa définition dans le cadre des signaux stationnaires et puis notre contribution à adapter ces outils aux signaux cyclostationnaires. Des applications sur des signaux réels sont présentées.

Enfin, nous concluons en soulignant les résultats les plus importants de ce travail et en présentant les perspectives.

Chapitre 1

Défaillances des machines asynchrones, contexte et objectif

1.1 Introduction

Un défaut dans un composant peut résulter d'une usure normale, d'une mauvaise conception, d'un mauvais montage (désalignement), d'une mauvaise utilisation, ou d'une combinaison de ces différentes causes. Si un défaut n'est pas détecté suffisamment tôt, il peut entraîner la dégradation complète de la machine.

Plusieurs études ont été effectuées sur la fiabilité des machines électriques réalisées par différents groupes industriels. L'étude principale, effectuée par la compagnie "General Electric", a été publiée dans EPRI (Electric Power Research Institute) en 1982 [[EPR82](#)]; elle couvre environ 5000 moteurs, dont approximativement 97% étaient des moteurs asynchrones triphasés à cage.

La figure [1.1](#) récapitule la distribution des défauts dans les moteurs examinés dans cette étude. Il faut noter que cette figure représente des données de machines fonctionnant dans différentes applications et dans différentes branches dans l'industrie. Il est connu que l'occurrence d'un type quelconque de défauts dépend fortement de l'application spécifique de la machine. Par exemple, il a été constaté que dans des machines asynchrones à cage, les défauts de la cage rotorique sont plus élevés que les défauts d'enroulement statorique pour les applications où la machine est fréquemment arrêtée et remise en marche sous une charge importante (machines à outils et les industries minières).

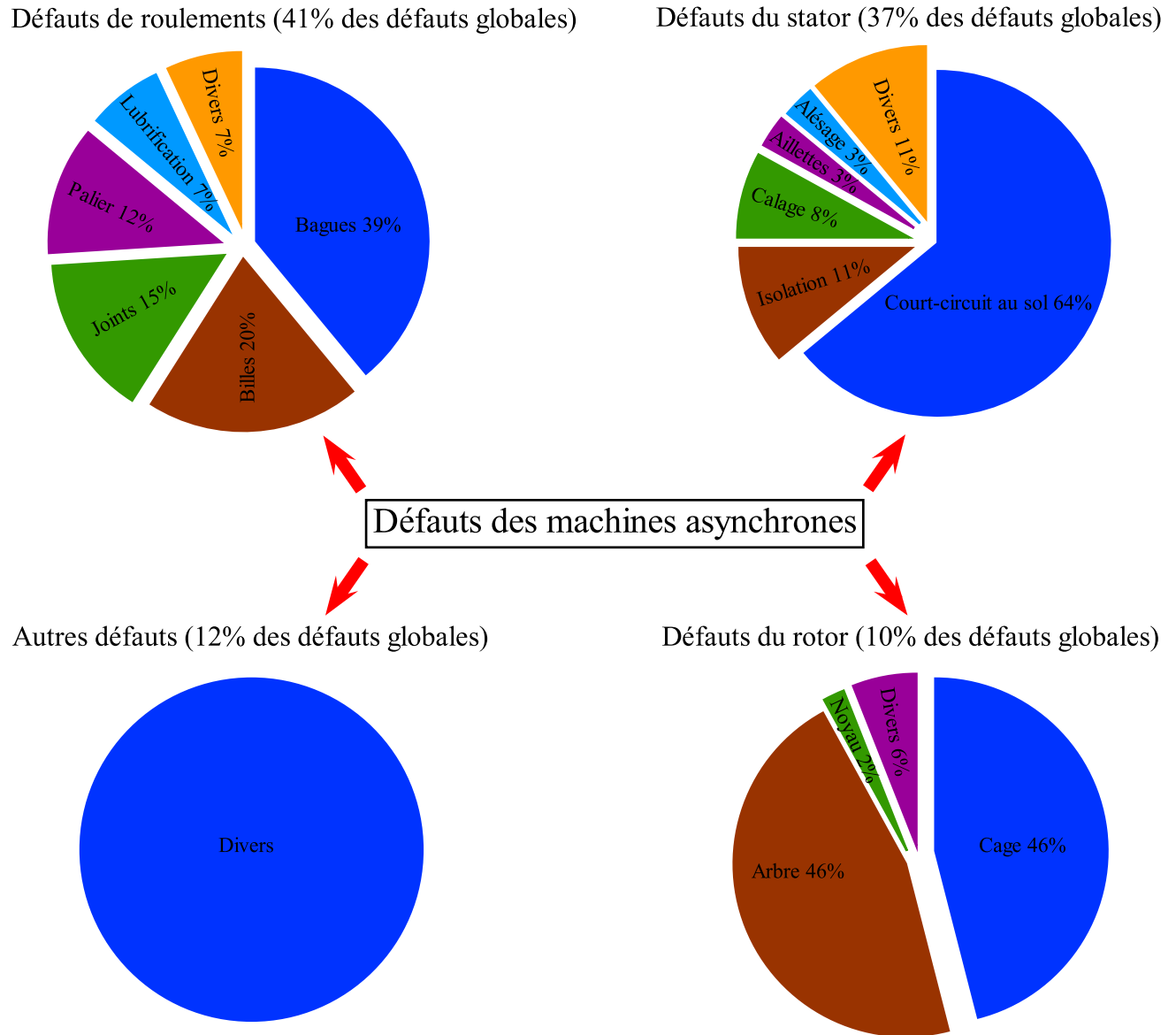


FIGURE 1.1: *Distribution des défauts* [EPR82]

La figure 1.2 résumant le travail de Thorsen et Dalva [TD99], met en évidence la distribution de défauts parmi les composantes défectueuses dans 483 grands moteurs asynchrones fonctionnant dans un même domaine lié à l'industrie pétrochimique. De tels moteurs fonctionnent très souvent en conditions extrêmes dans des activités sous marine. Ils sont souvent directement amorcés, ce qui génère de grands courants de démarrage et des variations de couple importantes. Ces conditions sont nocives pour le moteur, et mènent à l'usure rapide des différents composants de la machine. Comparant les résultats de ce travail à EPRI (figure 1.1), il apparaît clairement que l'occurrence d'un type spéci-

fique de défaut dépend considérablement de l'application spécifique de la machine et de l'environnement de fonctionnement.

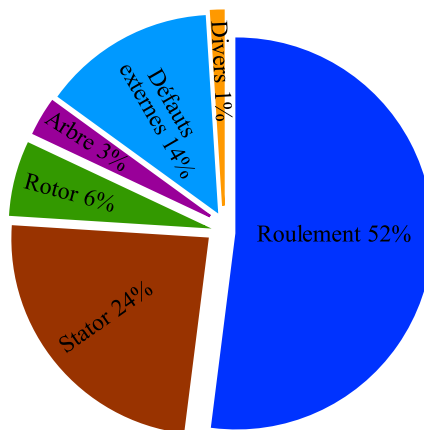


FIGURE 1.2: *Distribution des défauts des machines électriques fonctionnant dans l'industrie pétrochimique* [TD99]

Il est important d'avoir une idée de la dépendance de la panne à l'environnement. Thorsen et Dalva indiquent que le taux de panne pour des moteurs utilisés en extérieur, où l'environnement est humide (aux usines terrestres et en mer par exemple), peut être 2,5 fois plus grand que le taux d'échec pour des moteurs utilisés à l'intérieur.

1.2 Types des défauts de la machine asynchrone

Quoique robuste, la machine asynchrone peut présenter différents types de défauts qui peuvent être classifiés comme suit [Vas93, NTX05] :

1. Les défauts du stator qui résultent d'un défaut dans un ou plusieurs enroulements de phase statorique, ou d'un mauvais raccordement des enroulements statoriques ;
2. Défauts rotoriques : une barre cassée, rupture de l'anneau ou d'un court-circuit dans les enroulements rotoriques ;
3. Des irrégularités statiques et-ou dynamiques dans l'entrefer ;
4. Axe plié (similaire à l'excentricité dynamique) qui peut avoir comme conséquence une bande de frottement entre le rotor et le stator, endommageant sérieusement le stator et ses enroulements ;
5. Défauts des roulements.

Les défauts des roulements, les défauts statoriques ou d'armature, les barres cassées du rotor ou rupture de l'anneau, et les défauts liés aux excentricités sont les plus répandus et exigent, ainsi, une attention particulière. Ces défauts produisent un ou plusieurs des symptômes suivants :

1. Un déséquilibre des phases électriques (courants et tensions) ;
2. Fluctuations accrues de couple ;
3. Diminution du couple moyen ;
4. Augmentations des pertes et réduction d'efficacité ;
5. Chauffage excessif.

Pour détecter de tels défauts, plusieurs méthodes de diagnostic ont été développées impliquant plusieurs domaines scientifiques et technologiques. Elles peuvent être décrites comme suit [KS92], [Vas93] :

1. Surveillance du champ électromagnétique,
2. Mesures de la température,
3. Rayonnement infrarouge,
4. Surveillance du bruit et de vibration,
5. Analyse chimique,
6. Mesures acoustiques,
7. Analyse de la signature du courant (MCSA),
8. Méthodes basées sur le modèle électrique de la machine, intelligence artificielle, et réseau de neurones.

1.3 Méthodes de détection et diagnostic des défauts

1.3.1 Défauts du stator

Ces défauts sont habituellement liés à une dégradation de l'isolement, ils représentent environ 30% à 40% des défauts de machines à induction [EPR82], [IEE85], [KPKH96]. A un stade avancé, ces défauts pourront provoquer un court-circuit entre spires qui peut s'aggraver et évoluer vers un court-circuit phase-phase ou phase-terre [NTX05]. Ils contribuent

à un déséquilibre des courants des trois phases et par conséquence à une dégradation du couple moteur. Il est donc possible de détecter ces défauts en surveillant les composantes inverses et homopolaires du courant statorique [KS92, KPKH96].

Causes

L'enroulement statorique d'une machine électrique est soumis à des efforts induits par une variété de facteurs, parmi les plus importants, une surcharge thermique, les vibrations mécaniques, les pics de tension provoqués par le réglage de fréquence, etc. Selon [TP87], et [NTX05], les causes les plus fréquentes des défauts d'enroulement statorique sont :

- Échauffement excessif du noyau et des enroulement du stator,
- Fissures dans le tôle, de fixation, et des jonctions,
- Mauvaise connection des têtes des enroulements,
- Contamination provoquée par le pétrole, l'humidité, et la saleté,
- Courts-circuits,
- Surcharge à la mise sous tension,
- Décharges électriques,
- Fuites dans les systèmes de refroidissement.

Les mécanismes du défaut et les symptômes produits

Les premières investigations sur des mécanismes de panne dans des moteurs [Cra75] ont conclu que la grande majorité des défauts semble être associée à l'isolant des fils, ce qui se traduit par un arc électrique à faible consommation d'énergie intermittente, qui cause l'érosion des conducteurs jusqu'à ce que suffisamment de puissance soit amenée à les souder. Crawford [Cra75] affirme que, une fois la soudure produite, des courants induits très élevés dans les parties court-circuitées mènent à la destruction rapide du stator.

Dans de grands générateurs et moteurs des centrales électriques, l'isolation d'enroulements du stator et du rotor est exposée à une combinaison des contraintes thermiques, électriques, vibratoires, thermo-mécaniques, et d'environnement lors du fonctionnement. A long terme, les effets multiples causent le vieillissement, qui mène finalement à la destruction de l'isolant. Il est important dans ce cas d'estimer la durée de vie restante de l'isolation de l'enroulement.

La détérioration de l'isolation d'enroulement commence habituellement par un court-circuit entre quelques spires de l'enroulement. Un défaut de spire dans l'enroulement

statorique entraîne un grand courant circulant dans les spires court-circuitées, il cause un échauffement excessif localisé et assure les conditions favorables pour que le défaut se propage rapidement à une plus grande section de l'enroulement [KPKH96]. Les courants, à rotor bloqué, sont de l'ordre de 6 à 10 fois le courant nominal [IEC95], [WFW03]. S'ils ne sont pas détectés, les défauts de spire peuvent se propager, menant à un court-circuit catastrophique phase-terre ou phase-phase.

Le chauffage excessif provoqué par le court-circuit entre spires est la raison pour laquelle les moteurs tombent en panne presque toujours en quelques minutes, si ce n'est quelques secondes. Ainsi, chaque 10°C additionnel fait détériorer l'enroulement deux fois plus rapidement que dans un fonctionnement à température normale. Le défaut d'isolation entre l'enroulement et la terre peut créer un grand courant de terre, qui peut avoir comme conséquence des dommages irréversibles au cœur de la machine. Dans le cas où le défaut est détecté suffisamment tôt, la machine peut être remise en service en rebobinant seulement le stator. Le remplacement du moteur tout entier nécessite un temps d'arrêt plus important et un coût de maintenance plus élevé [TLS+03].

Pour les machines à haute tension et les grandes machines à basse tension, l'évolution d'un court-circuit entre spires vers un défaut d'isolation entre l'enroulement et la terre est très rapide, et peut se faire en quelques secondes seulement. Pour ces types de machines, la surveillance régulière de l'état d'isolation d'enroulement en analysant en direct la décharge partielle est employée avec succès depuis les années 1970 [Nat93]. Une surveillance en ligne de la décharge dans la structure d'un enroulement statorique fournit une indication précise du processus de détérioration. Cette surveillance régulière présente un moyen de détection précoce des problèmes et permet de prendre les mesures nécessaires pour réparer la panne et prolonger la durée de vie de la machine. Pour les petites machines, l'évolution du défaut de court-circuit entre spires vers un défaut de court-circuit avec la terre peut être de quelques minutes à quelques heures, selon la sévérité du défaut et le chargement du moteur.

Un défaut d'isolation entre les spires conduit à éliminer une ou plusieurs spires d'un enroulement statorique. Cela peut avoir un effet minime mais il sera quantifié dans la distribution du flux dans l'entrefer [PSLF94].

Un autre défaut classé dans la même catégorie est le "single-phasing" ou fonctionne-

ment en monophasé. Dans ce cas, une ligne d'alimentation ou une phase d'enroulement est coupée, c'est ce qu'on appelle circuit-ouvert ou phase ouverte. Dans le cas d'un montage en étoile, la machine sera alimentée seulement à travers deux phases, donc l'équivalent d'un circuit monophasé.

Techniques de détection des défauts du stator

Il y a un certain nombre de techniques pour détecter ces défauts. Pour les grands générateurs par exemple, les méthodes qui testent la décharge partielle donnent des résultats très fiables [SK98]. Cependant, pour les moteurs de basse tension, il n'y a pas de procédure standard de détection des défauts du stator. Penman et al [PSLF94] détectent les défaillances entre spires en utilisant une grande bobine enroulée de manière concentrique autour de l'axe de la machine pour analyser la composante axial du flux de la machine. On rappelle que le flux axial est le résultat de l'effet des courants sur les extrémités de la machine (têtes de bobines, anneaux de court-circuit). Le flux axial est toujours présent dans les machines électriques à cause des dissymétries inhérentes à leur fabrication. L'étude des variations de flux peut donc être une solution pour détecter et localiser un défaut à travers l'utilisation de bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, perpendiculairement à l'axe du rotor. Le défaut peut être détecté en montant quatre enroulements symétriques dans les quatre quadrants du cercle du moteur. Les composantes fréquentielles à détecter dans le flux axial sont données par :

$$f_{c-c} = \left(k \pm n \frac{1-g}{p} \right) f_s \quad (1.1)$$

où p est le nombre de paires de pôle, f_s est la fréquence d'alimentation électrique, $k = 1, 3$ et $n = 1, 2, \dots, (2p-1)$ et g est le glissement. La technique de détection basée sur le flux axial fonctionne très bien même en présence des harmoniques électriques comme le cas de moteur asynchrone alimenté par onduleur [HDC03].

Toliat et Lipo [TL95] ont montré à la fois par la modélisation et l'expérimentation que ces défauts se traduisent par une asymétrie dans les impédances de la machine ce qui cause un déséquilibre dans les courants statoriques. Cependant, une source d'alimentation déséquilibrée ou saturation de la machine peuvent être à l'origine de ce problème. Kliman et al [KPKH96] ont modélisé les déséquilibres dans les phases et aussi une asymétrie de fabrication.

Un modèle pour estimer et détecter, dans le domaine temporel, les défauts entre spires et le court-circuit est décrit dans [XCC03]. Dans [ZBDNS03], les auteurs ont développé un détecteur basé sur la transformée de Concordia du courant (Annexe A) pour détecter les déséquilibres statorique et le circuit ouvert.

Un autre type de techniques basées sur l'analyse du courant statorique pour la détection des défauts de court-circuit entre les spires statoriques ont été décrites dans [JP98], [SSP01]. Ces défauts génèrent des composantes fréquentielles à basses et hautes fréquences similaires aux défauts liés à l'excentricité. Mais il n'y a pas une explication physique bien claire derrière l'existence de ces fréquences. Aussi, les problèmes liés à un déséquilibre de trois tensions d'alimentations ou des imperfections de construction qui produisent les effets semblables, ne sont pas abordées.

1.3.2 Défauts du rotor

Les défauts du rotor peuvent être considérés comme plus complexes et plus variés que les défauts du stator. Les défauts rotoriques les plus rencontrés dans une machine asynchrone peuvent être classés comme suit :

- rupture d'une barre rotorique,
- rupture de l'anneau,
- court-circuit dans les enroulements rotoriques.

Contrairement à la conception du stator, la conception du rotor à cage et la fabrication ont peu changé au fil des ans. Les cas de rupture du rotor comptent environ 10% du total des défaillances du moteur asynchrone ([EPR82], [BS86], [KPKH96]). Cependant, dans le domaine du diagnostic de défaut et la surveillance des machines électriques, la plupart des recherches présentée dans la littérature traite les défauts du rotor, alors que les défauts de roulement, qui comptent environ 40-50% des pannes du moteur, ne sont pas aussi largement étudiés. L'attention suscitée au défaut de la cage peut être dûe au fait que les composantes fréquentielles des défauts sont très bien définies.

Causes

Défauts de fabrication

Pour un rotor à cage, les défauts physiques peuvent surgir à l'étape de fabrication à travers un moulage défectueux dans le cas de rotors injectés sous pression d'aluminium,

ou par une mauvaise soudure ou brassage entre les barres et les anneaux. Un rotor injecté d'aluminium peut avoir des bulles d'air entre les couches, cela augmente les résistances électriques des barres. Par conséquent, il peut y avoir des points faibles dans les barres où les résistances sont très grandes et les températures élevées, ce qui peut mener à une rupture complète de la barre [Pat98].

Conditions de fonctionnement

En fonctionnement normal, les contraintes mécaniques et thermiques sont particulièrement accentuées si la machine est fréquemment arrêtée et remise en marche ou si la machine est fortement chargée. Il est bien connu qu'au démarrage, le courant rotorique peut atteindre dix fois le courant nominal ce qui provoque un échauffement excessif dans le circuit rotorique. La période de démarrage est aussi caractérisée par un minimum de refroidissement et des efforts mécaniques importants, qui surchargent les barres du rotor.

Les mécanismes de défaillance et les symptômes produites

La séquence des événements générant la rupture d'une barre rotorique est décrite comme suit : la résistance de la barre fissurée augmente et commence à surchauffer. La barre se casse complètement et s'incline du côté de la rupture. Ceci endommage alors les tôles du rotor autour de la barre cassée. Les barres voisines supporteront un courant plus grand et seront soumises à des efforts accrus, faisant par la suite abîmer ces barres. Les barres cassées peuvent alors s'ouvrir à l'extérieur en raison des forces centrifuges et endommager de façon catastrophique les enroulements statoriques [Pat98].

Court-circuits dans les enroulements rotoriques - mécanisme du défaut

Les spires court-circuitées dans les générateurs de puissance à rotor bobiné affectent le fonctionnement de la machine, provoquent des niveaux élevés de vibration ; et donc la détection précoce est importante.

De même que le cas de défauts d'enroulements statoriques, les court-circuits entre spires apparaissent en raison de contraintes mécaniques, électromagnétiques ou thermiques.

Normalement, la résistance des enroulements sur les pôles opposés est identique. La chaleur produite par l'effet Joule est distribuée d'une manière symétrique autour du rotor forgé. Si l'isolation entre les spires est endommagée de telle manière que deux ou plusieurs

spires de l'enroulement soient court-circuitées, alors la résistance de l'enroulement endommagé diminue. Lorsque les pôles sont reliés en série, on a une dissymétrie des résistances et donc dissymétrie des températures rayonnées. Cette différence de température produit un gradient thermique dans le corps de rotor provoquant des vibrations. Le déséquilibre des forces magnétiques sur le rotor produit par la variation de la force magnétomotrice (FMM) de l'enroulement contribue à accroître les vibrations [RNP01].

Indicateurs pour détecter les défauts liés au rotor

Les conséquences des défauts du rotor se manifestent par des performances médiocres au démarrage, des vibrations excessives, et des échauffements. Tous ces éléments contribuent à la détérioration du rotor, et des effets secondaires dans le stator qui peuvent provoquer ainsi sa panne.

Différentes méthodes ont été proposées pour la détection des défauts du rotor, en s'appuyant sur la surveillance du couple moteur [TVK03], la vitesse rotorique [HGK82], le flux électromagnétique [EED92], [PSLF94], Les vibrations dans le carter [CTD86], et le courant statorique [KKS⁺88], [BK03]. L'analyse du spectre du courant est la plus courante, en raison de la simplicité d'acquisition du courant statorique en fonctionnement, il n'est pas nécessaire d'arrêter la machine.

En s'appuyant sur de vastes expériences réalisées sur un moteur à induction avec différents défauts du rotor et sous diverses conditions de charge, Trzynadlowski et Ritchie [TR00] ont montré que la puissance instantanée est plus performante que l'analyse du courant statorique pour le diagnostic des défauts du rotor dans les machines à induction.

Détection d'une barre cassée

Le travail [EED92] présente différentes techniques pour la détection des barres cassées dans le rotor à cage d'une machine à induction. Parmi ces techniques, celles qui concernent l'étude des tensions induites dans des capteurs de champ magnétique (search coils) semblent être plus performantes. Il a été constaté qu'un "spire de détection" placé contre la carcasse est tout aussi efficace qu'une bobine interne montée autour d'une pointe de dent du stator pour la détection d'un défaut rotorique. Les fréquences caractéristiques des défauts rotoriques sont donnés par :

$$f_{brb} = f_s \left[\left(\frac{k}{p} \right) (1 - g) \pm g \right] \quad (1.2)$$

avec p est le nombre de paires de pôle, g le glissement, f_s la fréquence d'alimentation, et $k/p = 1, 3, 5, \dots$

Des techniques s'appuyant sur les indications fournies par des spires de détection montés à l'intérieur ont permis de détecter des défauts de rotor tel que la rupture des barres amortisseur [Kar03].

Suite aux travaux de Penman et al [PDTB86], la détection des défauts de barres rotatives est également possible par une analyse fréquentielle du flux axial de fuite, mesuré à l'aide d'une bobine externe enroulée autour de l'arbre de la machine. Les composantes fréquentielles sont encore données par (1.2).

Pour anticiper l'apparition d'un dysfonctionnement, soit pour les éviter, soit pour en limiter les conséquences, quelques méthodes de diagnostic utilisent la reconnaissance des formes. Un vecteur de paramètres, appelé vecteur de forme, est extrait à partir de plusieurs mesures. Les règles de décisions adoptées permettent de classer les observations, décrites par le vecteur de forme, par rapport aux différents modes de fonctionnement connus avec et sans défaut. Pour classer ces observations, il faut obligatoirement être en mesure de fournir les données pour tel ou tel mode de fonctionnement (fonctionnement avec un rotor sain à 0% de charge ou alors fonctionnement avec une barre cassée à 100% de charge par exemple). Pour cela, il faut disposer d'une base de données, ce qui permettra ensuite de construire la classe correspondante au défaut créé (possible pour les machines de petites et moyennes puissances). Une autre voie consisterait à calculer les paramètres du vecteur de forme en effectuant des simulations numériques de la machine étudiée (indispensable pour les moteurs de fortes puissances). Dans la dernière configuration, il faut un modèle comportemental de la machine relativement précis pour obtenir des paramètres les plus proches possibles de la réalité. Le choix de la classe à laquelle appartient le vecteur de forme mesuré s'effectue par exemple grâce à des algorithmes de type k-PPV (k plus proches voisins) [Ond06], [OBC06] ou par une approche utilisant les frontières de séparation [Cas03].

1.3.3 Défaut d'excentricité

L'excentricité de la machine est définie comme une asymétrie dans l'entrefer du vide qui existe entre le stator et le rotor. La présence d'un certain niveau d'excentricité est

normale dans les machines électriques. Des fabricants et utilisateurs spécifient un niveau admissible maximum de 5%, tandis que dans d'autres cas, un niveau maximum de 10% de la largeur d'entrefer est permis par d'autre utilisateur [TG03]. Cependant, les fabricants essaient d'avoir un niveau d'excentricité très faible afin de réduire les vibrations et le bruit et de minimiser les forces radiales résultantes qui peuvent créer une bande de frottement entre le stator et le rotor qui endommage la machine. Par conception, l'entrefer d'une machine à induction est considérablement plus petit que dans d'autres types de machines ayant les mêmes grandeurs et performances, la machine asynchrone sera la plus sensible aux excentricités.

L'excentricité se répartie en deux catégories. Excentricité statique et excentricité dynamique. L'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor n'est pas égal à celui du stator. L'excentricité dynamique fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator.

Causes

L'excentricité statique résulte soit d'une imperfection dans l'alésage du stator, soit d'un mauvais positionnement du rotor et/ou du stator à l'assemblage. Supposant que l'arbre du rotor est suffisamment raide, le niveau de l'excentricité statique ne change pas.

L'excentricité dynamique peut être provoquée par plusieurs facteurs, tels que des tolérances de fabrication, usure des roulements, désalignement, résonance mécanique à la vitesse critique, ou aussi à des pièces endommagés à la fabrication.

Les mécanismes de défaut d'excentricité et les symptômes produites

En réalité, les excentricités statique et dynamique ont tendance à co-exister. Un niveau inhérent d'excentricité statique existe même dans des machines fabriquées récemment en raison des méthodes de fabrication et d'assemblage. Cela provoque des efforts réguliers d'attraction magnétiques non compensés (UMP) dans une seule direction et avec le temps cela peut conduire à la flexion d'un arbre et la dégradation de roulement etc, tout cela entamant une excentricité dynamique. Sans détection précoce, l'excentricité devient suffisamment grande pour développer des forces radiales déséquilibrées qui peuvent créer un frottement entre le stator et le rotor, ce qui mène à une panne très grave de la machine [BT97].

Indicateurs d'excentricité

Si un certain niveau d'excentricité entre le rotor et le stator se produit dans un moteur électrique, quelle que soit son origine, il fait apparaître de nouvelles harmoniques dans l'entrefer et/ou une augmentation dans l'amplitude des harmoniques existants auparavant. Ensuite, il produit un effet global qui stimule le développement d'effets secondaires suivants [DPM04] :

- efforts d'attraction magnétiques non compensés (Unbalanced Magnetic Pull UMP),
- distorsion du couple,
- Intensification de vibrations et de bruit,
- réduction de la vitesse du rotor,
- passage du courant électrique à travers les roulements

De nombreux systèmes de surveillance déterminent le spectre de Fourier du courant d'une phase afin de surveiller l'état du moteur. Ces systèmes estiment les harmoniques spécifiques de défaut additionnel qui sont dues au désalignement du rotor. Les fréquences de ces harmoniques sont calculées à partir du nombre de barres du rotor et du glissement [BT97], [DTR97].

[CTD86] définit les composantes fréquentielles à surveiller dans le spectre du courant statorique pour la détection d'excentricité statique ou dynamique en rappelant que toute excentricité dans l'entrefer perturbe la densité du flux électromagnétique. Les fréquences d'intérêt sont données par :

$$f_{ecc} = f_s \left[1 \pm k \left(\frac{1-s}{p} \right) \right] \quad (1.3)$$

où $k = 1, 2, 3, \dots$

Les déséquilibres mécaniques provoquent deux harmoniques du premier ordre du courant. En raison de l'interaction des courants et des tensions, ces deux harmoniques du courant se traduisent par une seule composante harmonique dans le spectre de la puissance électrique. [KHH04], [LYZ+04] montrent que la composante sur la puissance est plus facile à localiser que celle sur le courant.

Les signaux spécifiques aux excentricités sont également présents dans le flux électromagnétique, qui peut être mesuré par des bobines exploratrices "search coils" qui captent le flux axial de fuite et le flux électromagnétique de l'entrefer [THA03]. D'autres méthodes analysent les vibrations mécaniques [DTR97] ou acoustiques provoquées par des déséqui-

libres mécaniques, analyse du couple [WKPS99], et les forces radiales [SD96], [Ark96].

1.3.4 Défauts de roulement

Le roulement est un organe de base qui assure une liaison mobile entre deux éléments d'un mécanisme en rotation l'un par rapport à l'autre. Sa fonction est de permettre la rotation relative de ces éléments, sous charge, avec précision et avec un frottement minimal. La majorité des machines électriques utilisent les roulements à billes ou à rouleaux. Environ 40 % à 50 % des défauts rencontrés dans les machines asynchrones sont liés aux roulements. Le roulement est composé des éléments suivants :

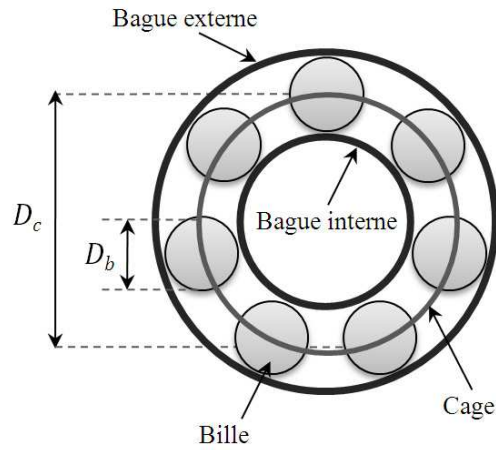
- deux bagues concentriques en acier, appelés bague intérieure et bague extérieure, comportant des chemins de roulement (surfaces sur lesquelles "roulent" les corps roulants) ;
- des corps roulants, billes ou rouleaux généralement en acier, permettant le mouvement des deux bagues avec un frottement minimal ;
- une cage séparant et guidant les corps roulants (en polyamide, tôle acier, laiton ou résine).

On distingue deux types de roulements : le roulement à billes, où le contact bille-chemin est théoriquement ponctuel et le roulement à rouleaux où le contact rouleau-chemin est théoriquement linéaire. Le roulement à billes est le plus utilisé dans le monde industriel parce qu'il a le meilleur rapport performance-prix.

La figure 1.3 montre la construction typique d'un roulement à billes. Les billes sont liées par une cage qui assure une distance uniforme entre elles et empêche tout contact. Les défauts de roulement peuvent se produire lors d'une fatigue des matériaux sous des conditions normales de fonctionnement. Au début, des fissures vont apparaître sur les pistes et sur les billes. Ensuite, des écaillages et des arrachements de matière peuvent accélérer rapidement l'usure d'un roulement. Ces phénomènes seront accompagnés par des niveaux de bruit et de vibrations croissants [Col79], [Bon93].

Nous utilisons les notations suivantes :

D_c : diamètre de la cage (entre les centres de deux billes opposées),

FIGURE 1.3: *Structure d'un roulement à billes*

D_b : diamètre d'une bille,

β : angle de contact de la bille avec les bagues,

N_b : nombre de billes.

Causes

Les roulements peuvent être endommagés par des causes externes comme [NTX05] :

- contamination du roulement par des particules extérieures : poussière, grains de sable, ...
- corrosion engendrée par la pénétration d'eau, d'acides, ...
- lubrification inadéquate qui peut causer un échauffement et l'usure du roulement,
- mauvais alignement du rotor,
- courant qui traverse le roulement et qui cause des arcs électriques,
- installation inexacte du roulement ; en forçant incorrectement le roulement sur l'arbre du rotor ou dans les flasques (dû au désalignement), des entailles seront formées sur les chemins de roulement.

Suivant l'emplacement géométrique du défaut dans le roulement, nous pouvons distinguer les types de défauts suivants :

- Défaut de bague extérieure,
- Défaut de bague intérieure,
- Défaut de billes,

- Défaut de cage

Fréquences caractéristiques et techniques de détection

Chaque type de défaut a sa propre signature et est caractérisé par une fréquence fondamentale (1.4)-(1.7), qui peut être calculée à partir de la structure et des dimensions du roulement et de la fréquence de rotation de l'arbre. En analyse vibratoire, il est donc possible d'observer certaines bandes de fréquences et d'identifier le type de défaut. Les expressions de ces fréquences caractéristiques sont développées d'après [Col79]. Nous pouvons les résumer de la manière suivante :

$$\text{Défaut de bague externe :} \quad f_{ex} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right) \quad (1.4)$$

$$\text{Défaut de bague interne :} \quad f_{in} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 + \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right) \quad (1.5)$$

$$\text{Défaut de bille :} \quad f_{bi} = \frac{D_c}{2D_b} f_r \left(1 - \frac{D_b^2}{D_c^2} \cos^2 \beta \right) \quad (1.6)$$

$$\text{Défaut de cage :} \quad f_{ca} = \frac{1}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right) \quad (1.7)$$

avec f_r la fréquence de rotation du rotor.

Dans le cas où la bague externe est fixe, la fréquence caractéristique du défaut de bille (1.6) s'écrit sous la forme : $f_{bi} = \frac{D_c}{D_b} f_r \left(1 - \frac{D_b^2}{D_c^2} \cos^2 \beta \right)$

La détection de défaut de roulement à partir des signaux de vibration est affectée par la vitesse de la machine [SHH03], en particulier quand l'état de roulement se dégrade. Les vibrations de la machine peuvent diminuer même si la panne soit imminente et la durée de vie du roulement est également influencée par les fluctuations de vitesse de la machine. L'avantage de l'analyse d'enveloppe sur l'analyse traditionnelle du spectre est montré dans [RAC01], [MD03], [AR05]. Le travail [MD03] présente également les principes fondamentaux des techniques de détection de défaut de roulement d'une façon très simplifiée.

Comparé à d'autres pannes de la machine asynchrone, les défauts de roulement ont suscité relativement peu d'attention. Ceci est certainement lié à la difficulté de les détecter par la surveillance du courant statorique.

Un premier travail sur l'incidence des défauts localisés de roulement sur le courant statorique a été publié dans [SHKB95], les défauts de roulement entraînent une excentricité qui varie avec la position du rotor et qui se manifeste par des fréquences supplémentaires dans le spectre du courant statorique. Ces fréquences sont données par :

$$f_{c_elec} = |f_s \pm k \cdot f_c| \quad (1.8)$$

avec $k = 1, 2, 3, \dots$, f_s est la fréquence d'alimentation électrique et $f_c = f_{ex}, f_{in}, f_{bi}$ ou f_{ca} suivant le type de défaut.

Les résultats expérimentaux de cette approche ont été présentés pour des dommages de roulement très sévères, provoqués artificiellement (tel un trou dans la bague externe du roulement ; effet "Brinell" induit par une table de vibration). L'effet des défauts non localisés sur les vibrations et le courant électrique a été étudié dans [SHG04] et un modèle autoregressif a été proposé pour la détection de ce type des défauts à partir du courant électrique.

Lebaroud et Clerc [LC08] proposent des outils de classification des défauts, en l'occurrence la Représentation Temps-Fréquence (RTF) associé à un critère de décision basé sur la distance Mahalanobis. La RTF sert à l'extraction des points pertinents qui séparent au maximum, selon le critère de Fisher, deux états : l'un sain et l'autre en défaut. Toutefois le choix des points est expertisé, ce qui rend cette méthode semi automatique. L'association RTF - HMM (Modèle de Markov Caché) permet l'automatisation complète de la procédure de diagnostic des défauts depuis l'acquisition et le traitement des données jusqu'à la prise de décision. Cette méthode, testée en présence des défauts (stator, rotor et roulement), semble donner des bons résultats.

La détection des défauts de roulement par analyse du courant électrique est pertinente, mais le problème majeur de l'analyse du courant est que les défauts mécaniques sont souvent noyés dans le bruit ou masqués par la forte contribution électrique, ce qui ne permet pas un bon diagnostic à partir du courant électrique. Certaines méthodes, dites à haute résolution (HR) fréquentielle, ont été appliquées [KHC07], [BIGB08] pour aider à la détection des défauts et au diagnostic des machines.

L'étude de l'effet du défaut de roulement sur les grandeurs électriques constitue l'ob-

jectif de cette thèse et nous envisageons la détection du défaut de roulement par des mesures électriques et l'exploitation de la vitesse.

1.4 Banc d'essai

Nous présentons dans ce paragraphe le banc expérimental du LASPI utilisé tout au long de ce travail. Ce banc, représenté à la figure 1.4, est composé d'un moteur asynchrone (MAS) de 1,1 kW, 230 V, triphasé et à 4 pôles. Le moteur est alimenté directement par le réseau électrique du laboratoire (230 volts, 50 Hz). Pour réaliser une charge, l'arbre du rotor est couplé à un réducteur de vitesse à double étage. La sortie du réducteur est couplée via une courroie à génératrice à courant continu qui débite dans un rhéostat afin de contrôler la charge. La cinématique du banc d'essai est représentée par la figure 1.5.

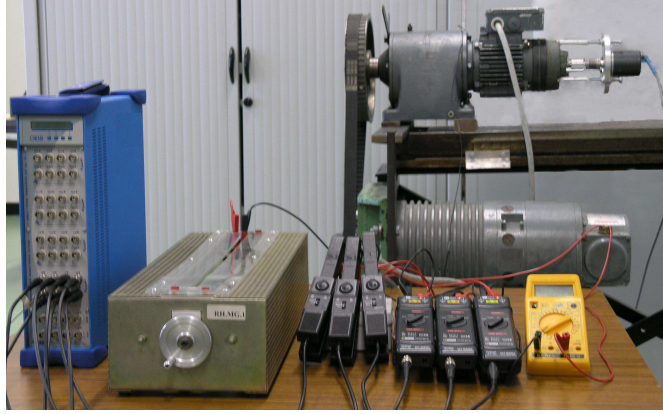


FIGURE 1.4: *Banc d'essai*

f_1 est la fréquence de rotation de l'arbre d'entrée du réducteur, égale à la fréquence de rotation du moteur,

f_2 ou f_3 est la fréquence de rotation de l'arbre secondaire,

f_4 est la fréquence de rotation de l'arbre de sortie,

f_{e1} est la fréquence d'engrènement entre la roue R1 et le pignon R2, égale à $f_1 R_1 = f_2 R_2$,

f_{e2} est la fréquence d'engrènement entre la roue R3 et le pignon R4, égale à $f_3 R_3 = f_4 R_4$,

Sur l'extrémité libre du moteur, nous avons placé un codeur optique afin de mesurer la position angulaire de l'arbre du rotor. Le codeur fournit un signal carré dont la fréquence est un multiple de la fréquence de rotation. Les mesures vibratoires ont été acquises par

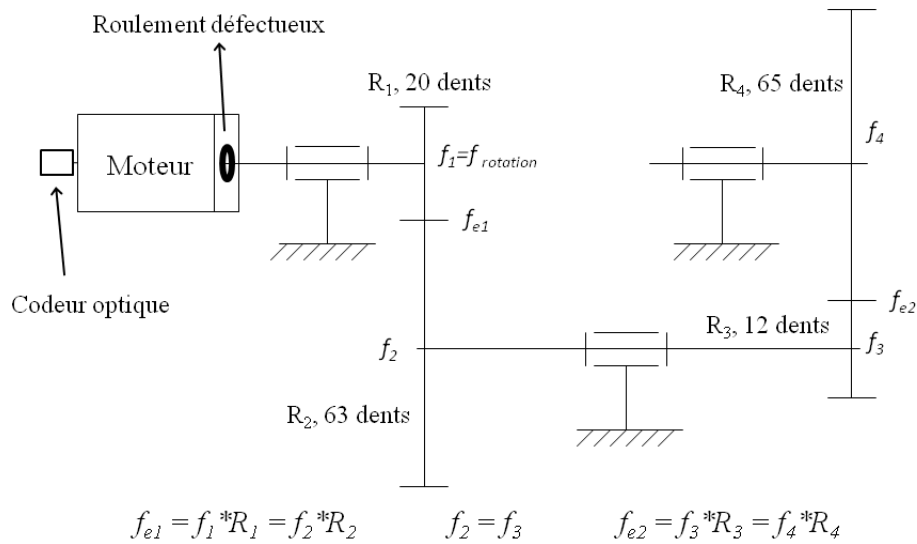


FIGURE 1.5: Cinématique du banc d'essai

un accéléromètre fixé sur le palier. Les tensions électriques sont acquises par 3 sondes différentielles et les courants absorbés par 3 pinces ampèremétriques.

Nous utilisons le système d'acquisition OR38 fabriqué par OROS. Il permet une acquisition temporelle avec une résolution de 24 bits.

Nous avons relevé plusieurs mesures dans des conditions de fonctionnement différentes. Le descriptif de ces acquisitions est donné par le tableau 1.1.

TABLE 1.1: Descriptif des acquisitions

	Régime sain		Régime défectueux	
Charge	0%	75%	0%	75%
Vitesse moyenne (Hz)	24,8	23,05	24,7	23,05
Fréquence d'échantillonnage ¹	25,6 kHz			
Nombre des voies	8			

Le régime défectueux est réalisé par changement du roulement qui soutient le rotor du côté réducteur par un autre défectueux au niveau de la bague externe. Les caractéristiques du roulement sont citées dans le tableau 1.2. Nous avons déduit l'angle de contact $\cos \beta$ à partir des différentes mesures que nous avons relevées.

Le niveau de la charge est contrôlé par la puissance débitée par la génératrice dans le rhéostat. Dans chaque essai, nous avons acquis un signal accélérométrique, le codeur

1. Seul le codeur optique est échantillonné à 102400 Hz

TABLE 1.2: Paramètres du roulement

Type	diamètre externe	diamètre interne	N_B	D_c	D_b	$\cos(\beta)$
SKF 6303-2Z	47mm	17mm	7	32mm	8.735	1

optique, les trois courants absorbés par la MAS et les trois tensions d'alimentation. Les signaux sont échantillonnés temporellement à la fréquence d'échantillonnage de 25,6 kHz et une fréquence de coupure à 10 kHz à l'exception du codeur optique échantillonné à 102,4 kHz avec une bande passante de 40 kHz pour respecter le théorème de Shannon et éviter le repliement vu qu'il fournit 2048 impulsions/tour.

TABLE 1.3: Fréquences liées à la cinématique (Hz)

	A vide	75% de charge
f_r, f_1	24,7	23,05
f_2, f_3	7,8	7,3
f_4	1,4	1,3
f_{e1}	494	461
f_{e2}	94	87,8
f_{ex} (Signature vibratoire du défaut)	62,9	58,2

Le tableau 1.3 récapitule les fréquences de la cinématique aux deux niveaux de charge en fonctionnement défectueux. La signature vibratoire du défaut de roulement est localisée à une fréquence de $2,545.f_r$ et l'équation (1.4) confirme que cette fréquence caractérise la signature vibratoire d'un défaut de bague externe.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé que les principales défaillances d'une machine asynchrone triphasée entraînent la plupart du temps un arrêt intempestif de la machine asynchrone. C'est pour pallier ce problème que le diagnostic de défaut a pris une importance de plus en plus grandissante dans les milieux industriels. Les défauts de la machine électrique peuvent être classifiés dans 2 catégories : électrique ou mécanique. Pour chaque type de défauts, nous avons cité les causes principales, les mécanismes et les symptômes produits, ainsi que les techniques de détection. La détection d'un défaut s'effectue majoritairement par la surveillance de l'amplitude de composantes spécifiques dans le spectre

fréquentiel d'une grandeur mesurable. Le banc d'essai utilisé tout au long de ce travail été aussi présenté dans ce chapitre.

Les travaux sur le diagnostic des pannes des machines asynchrones à partir des mesures électriques ont traité en majorités les défauts électriques, tandis que les défauts des roulements qui représentent environ 50% des pannes de la machine asynchrone n'ont pas fait l'objet de beaucoup de communications. L'étude de l'effet du défaut de roulement sur les grandeurs électriques constitue la suite de cette thèse et nous proposerons des méthodes de détection du défaut de roulement par des mesures électriques et l'exploitation de la vitesse instantanée. Nous proposerons une modélisation du transfert du défaut de roulement vers les quantités électriques.

Chapitre 2

Modélisation de la machine asynchrone et transfert mécanique \rightarrow électrique

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous recherchons une meilleure compréhension des effets des défauts de roulement sur la machine et comment s'effectue le transfert des informations mécaniques vers les grandeurs électriques. Il existe un certain nombre de papiers témoignant de la détection et le diagnostic des défauts des roulements, basés sur l'analyse des courants d'alimentation de la machine. Une des raisons principalement invoquée dans la littérature scientifique est que le défaut de roulement de type écaillage induit un déplacement radial. Or dans ce qui suit nous montrons qu'à partir de la vitesse instantanée, il est possible de détecter la présence d'un défaut localisé de roulement. Ce résultat montre que le transfert du défaut peut passer également par une variation de vitesse et donc de couple.

Dans un premier temps nous reprenons les équations électriques d'une machine asynchrone en régime sain et nous construisons un modèle de simulation sous MatLab et Simulink. Des résultats de simulation, dans le cas d'un fonctionnement sain et défaillant de la machine, seront présentés ainsi qu'une analyse harmonique des grandeurs temporelles telles que la vitesse instantanée ou le courant statorique. Ce modèle a été réalisé en partie en collaboration avec le laboratoire AMPERE de Lyon [[DGYE07](#)].

2.2 Modèles électromagnétiques de la machine asynchrone en grandeurs de phases

La machine asynchrone est constituée par deux circuits couplés électromagnétiquement. Elle est représentée par un schéma équivalent vu du stator, analogue à celui d'un transformateur [PI67].

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont dans le champ tournant. Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. Le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant.

Tout type de modélisation ne peut se faire sans effectuer quelques hypothèses qui font l'objet de la suite de cette partie. Nous développerons ensuite les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques pour permettre la résolution numérique du modèle proposé.

2.2.1 Hypothèses de départ

Le premier objectif de cette modélisation est de mettre en évidence l'influence des défauts mécaniques sur les grandeurs temporelles de la machine asynchrone (courants, vitesse, couple, ...). Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine. Dans le modèle utilisé, nous avons supposé la linéarité du circuit magnétique (perméabilité relative du fer très grande devant 1). Cette hypothèse nous a permis d'utiliser le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques. La saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la dispersion du champ magnétique aux 2 bouts de la machine est négligeable. L'effet de peau a été négligé. Nous avons supposé que les barres rotoriques étaient isolées les unes des autres ce qui permet d'éliminer les courants

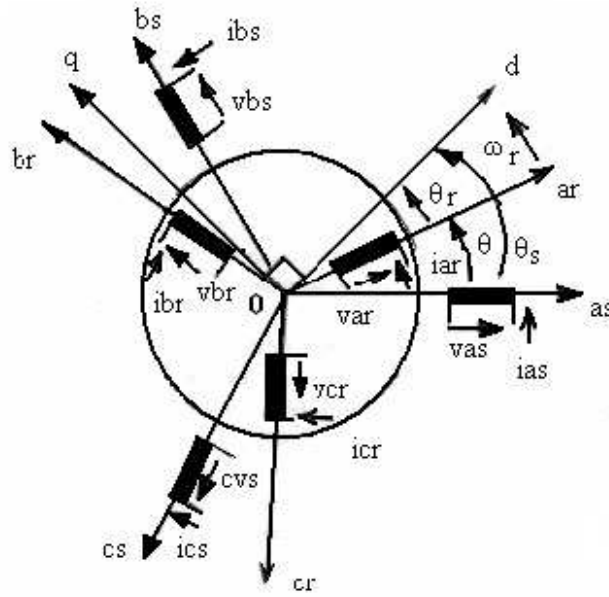


FIGURE 2.1: Représentation schématisée d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor

inter-barres et leurs effets au sein même de la cage rotorique. De plus, les pertes fer de la machine, les effets capacitifs et les effets thermiques ont été négligés dans la construction du modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

2.2.2 Schéma d'un moteur asynchrone triphasé

Nous pouvons représenter la machine asynchrone schématiquement par les trois enroulements de phase du stator a_s , b_s , c_s , ainsi, que les trois enroulements du rotor a_r , b_r , c_r (figure 2.1).

Les deux axes Od et Oq , sont perpendiculaires et serviront à transformer les équations de la machine. Leurs positions peuvent être quelconques vue l'isotropie du stator et du rotor.

$$Oa_s, Od = \theta_s \quad Oa_r, Od = \theta_r \quad Oa_s, Oa_r = \theta_s - \theta_r = \theta$$

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.1)$$

2.2.3 Equations électriques de la machine asynchrone

Les équations des tensions régissant le fonctionnement d'une machine asynchrone s'écrivent sous forme matricielle :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (2.2)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \quad (2.3)$$

Avec

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad [I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$[V_s], [V_r]$: vecteurs des tensions statoriques et rotoriques,

$[I_s], [I_r]$: vecteurs des courants statoriques et rotoriques,

$[\Phi_s], [\Phi_r]$: vecteurs des flux statoriques et rotoriques,

$[R_s], [R_r]$: matrices des résistances statoriques et rotoriques.

Les flux totalisés Φ_s et Φ_r des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (2.6)$$

$$[\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{sr}][I_s] \quad (2.7)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celles du rotor. Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ de-

viennent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

L_s, L_r : inductances propres statoriques et rotoriques,

M_s : inductance mutuelle entre deux phases du stator,

M_r : inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

où M_{sr} est l'inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor (leurs axes magnétiques sont alignés).

En introduisant les équations (2.6) et (2.7) dans (2.2) et (2.3), nous obtenons le système d'équations électriques nécessaire à l'étude du fonctionnement de la machine à tous les régimes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d\{[L_s] \cdot [I_s]\}}{dt} + \frac{\{d[M_{sr}] \cdot [I_r]\}}{dt} \quad (2.10)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d\{[L_r] \cdot [I_r]\}}{dt} + \frac{d\{[M_{rs}] \cdot [I_s]\}}{dt} \quad (2.11)$$

2.2.4 Equations mécaniques de la machine

L'équation d'équilibre des couples s'écrit :

$$C_{em} = C_{charge} \quad (2.12)$$

avec C_{em} le couple électromagnétique et C_{charge} le couple résistant extérieur.

Si, pour une raison quelconque, cette égalité entre les couples est perturbée ($C_{em} \neq C_{charge}$), dans ce cas, l'équation d'équilibre des couples est réalisée grâce au couple

dynamique :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_{charge} \quad (2.13)$$

- J : moment d'inertie des parties tournantes,
- Ω_m : vitesse angulaire mécanique du rotor ($\Omega_m = p\omega$),
- ω : pulsation mécanique,
- p : nombre de paires de poles.

Les paramètres J et C_{charge} dépendent directement de la machine étudiée et de sa charge.

Nous proposons ci-après un récapitulatif des équations électriques et mécaniques qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage.

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \\ [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{sr}][I_s] \\ J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_{charge} \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \end{array} \right. \quad (2.14)$$

2.2.5 Régime permanent de la machine asynchrone

En régime permanent, l'enroulement statorique est soumis à un système de tensions symétriques, l'enroulement rotorique est court-circuité et tourne à la vitesse de $\Omega_m = cte$.

Les équations (2.10) et (2.11) se simplifient en :

$$[\bar{V}_s] = [R_s] \cdot [\bar{I}_s] + j[\mathbf{L}_s]\omega_s[\bar{I}_s] + j[M_s]\omega_s[\bar{I}_r] \quad (2.15)$$

$$[0] = [R_r] \cdot [\bar{I}_r] + j[\mathbf{L}_r]\omega_r[\bar{I}_r] + j[M_r]\omega_r[\bar{I}_s] \quad (2.16)$$

\mathbf{L}_s : $L_s - M_s$: inductance propre cyclique du stator,

\mathbf{L}_r : $L_r - M_r$: inductance propre cyclique du rotor.

L'expression de l'équation mécanique est la même que l'équation (2.12).

2.2.6 Modèle de la machine dans le système d'axes d, q

La matrice (2.8) des inductances mutuelles étant à éléments non constants, les coefficients des équations (2.9), (2.10) et (2.11) sont variables et la résolution analytique de ce système d'équations se heurte à des difficultés importantes, particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires.

L'utilisation de la transformation de Park [Pol00] permet de contourner, dans un premier temps, ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants ce qui facilite sa résolution.

2.2.7 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes d, q conformément à la figure 2.2.

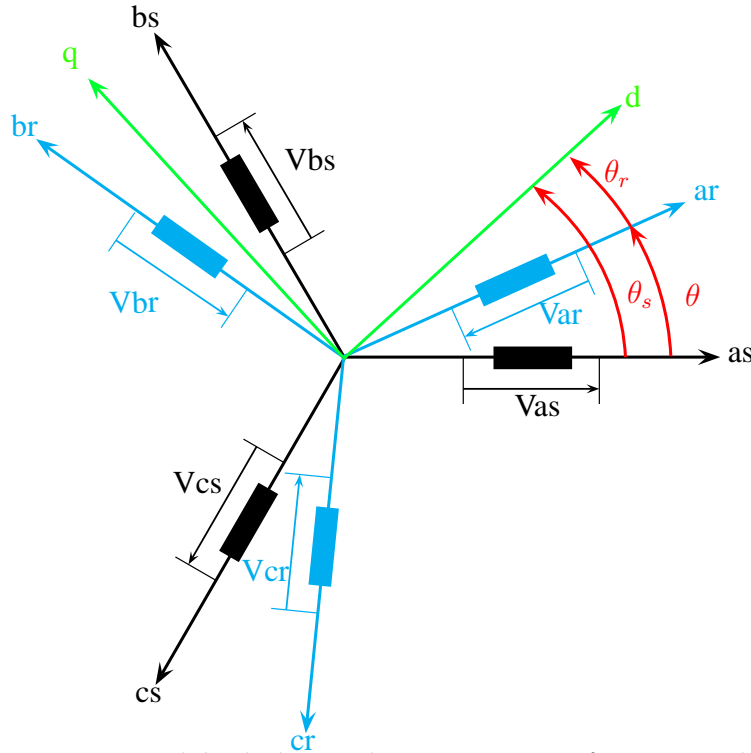


FIGURE 2.2: Modèle de la machine après transformation de Park

Nous transformons, ainsi, l'enroulement triphasé a, b, c en trois enroulements orthogonaux d, q, O dénommés :

- Axe direct (indice d),
- Axe transversal (indice q),
- Axe homopolaire (indice O).

Dans le cas d'un système de courant, la transformation s'écrit :

$$\begin{aligned} [I_{dgo}] &= [A][I_s] \\ [I_s] &= [A]^{-1}[I_{dgo}] \end{aligned} \quad (2.17)$$

Celle des tensions :

$$\begin{aligned} [U_{dgo}] &= [A][U_s] \\ [U_s] &= [A]^{-1}[U_{dgo}] \end{aligned} \quad (2.18)$$

La transformation des flux :

$$\begin{aligned} [\Phi_{dgo}] &= [A][\Phi_s] \\ [\Phi_s] &= [A]^{-1}[\Phi_{dgo}] \end{aligned} \quad (2.19)$$

Avec $[A]$ la matrice de transformation modifiée qui est orthogonale et s'écrit :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

et

$$[A]^{-1} = [A]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Avec :

$\theta = \theta_s - \theta_r$, l'angle entre l'axe de la phase a_s et la phase a_r ,

$$[I_{dgo}] = [i_d, i_q, i_o]^T,$$

$$[U_{dgo}] = [U_d, U_q, U_o]^T.$$

2.3 Equation de la machine asynchrone dans le repère d-q

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié, les composantes homopolaires O sont nulles. Après transformation et arrangement de l'équation (2.18), nous obtenons un système d'équations non linéaires d'une machine biphasée dont les coefficients sont indépendants de l'angle θ . Dans le référentiel tournant au synchronisme ($\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$; $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$), il s'écrit sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{dL_s}{dt} & -\omega_s L_s & \frac{dM}{dt} & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + \frac{dL_s}{dt} & \omega_s M & \frac{dM}{dt} \\ \frac{dM}{dt} & -Mg\omega_s & R_r + \frac{dL_r}{dt} & -L_r g\omega_s \\ Mg\omega_s & \frac{dM}{dt} & L_r g\omega_s & R_r + \frac{dL_r}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

g : glissement,

V_{ds} : composante de la tension suivant l'axe d,

V_{qs} : composante de la tension suivant l'axe q,

i_{ds} : composante du courant statorique suivant l'axe d,

i_{qs} : composante du courant statorique suivant l'axe q,

i_{dr} : composante du courant rotorique suivant l'axe d,

i_{qr} : composante du courant rotorique suivant l'axe q,

$M = \frac{3}{2}M_{rs}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le couple devient :

$$C_{em} = pL_m(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}) = \frac{pL_m}{L_r}(\psi_{dr}i_{qs} - \psi_{qr}i_{ds}) \quad (2.23)$$

En régime permanent, les courants statoriques s'écrivent :

$$\begin{aligned} i_a &= \sqrt{2}I_s \cos(\omega_s t + \phi), \\ i_b &= \sqrt{2}I_s \cos(\omega_s t + \phi - 2\pi/3), \\ i_c &= \sqrt{2}I_s \cos(\omega_s t + \phi + 2\pi/3). \end{aligned}$$

En appliquant la transformation de Park dans le référentiel lié au champ tournant,

nous avons :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \sqrt{3}I_s \cos(\alpha) = \text{cte}, \\ i_{qs} &= \sqrt{3}I_s \sin(\alpha) = \text{cte}, \\ i_{os} &= 0. \end{aligned}$$

où α représente l'angle de phase à l'origine entre le courant et la tension.

Il en résulte que les flux totalisés sont constants et, par conséquent, les équations de la machine asynchrone, en régime permanent, ne contiennent pas de tensions induites de transformations et le système (2.22) devient :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_s L_s i_{qs} - \omega_s M i_{qr} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_s L_s i_{ds} + \omega_s M i_{dr} \\ 0 &= R_r i_{dr} + g \omega_s L_r i_{qr} - g \omega_s M i_{qs} \\ 0 &= R_r i_{qr} - g \omega_s L_r i_{dr} + g \omega_s M i_{ds} \end{aligned} \tag{2.24}$$

L'équation du couple et l'équation du mouvement restent inchangées quelque soit le référentiel.

Toutes les équations citées précédemment nous servent à construire un modèle de simulation sous MatLab/Simulink qui nous aidera à simuler le fonctionnement d'une machine avec et sans les fluctuations du couple que nous les supposons provoqué par le défaut de roulement.

2.4 Modélisation du défaut de roulement

Les défauts de roulements ont une incidence sur les vibrations du système, car les roulements sont des organes de liaisons et de rigidité. Les vibrations générées au sein d'un roulement sont de faible amplitude, ressemblant à un bruit aléatoire. Lors de l'apparition d'une avarie, une impulsion se produit chaque fois que le défaut participe à un contact. cela excite les fréquences de résonance mécanique de la structure et elles seront modulées par la fréquence caractéristique du défaut. L'avarie a donc une signature caractéristique qui dépend de la géométrie du roulement et de l'emplacement de l'écaillage (sur la bague

intérieure, sur la bague extérieure, ou sur un élément roulant). Cependant, les amplitudes des vibrations induites par les défauts ne sont pas d'un niveau très élevé. Elles sont noyées parmi les composantes les plus énergétiques du système comme celles des engrenages ou celles liées à un déséquilibre ou à un balourd, par exemple.

Il existe un certain nombre des papiers qui traitent de la détection et du diagnostic des défauts de roulements, basés sur l'analyse du courant d'alimentation de la machine à induction. Dans la littérature scientifique une des raisons invoquées pour justifier l'effet d'un défaut de roulement (écaillage) sur le courant électrique est qu'il provoque un déplacement radial du rotor. Ce déplacement induit des modulations d'amplitude et de phase du flux magnétique induite par la variation de l'entrefer entre le stator et le rotor. Cependant, l'effet d'un défaut de roulements dépend de sa sévérité et de la vitesse de rotation de la machine (l'arbre étant portée par le roulement défectueux). Nous pouvons admettre que dans le cas où le défaut a une taille importante (par exemple un écaillage sur la course externe ou interne, bille cassée), la largeur de l'entrefer peut être modifiée entraînant des excentricités statiques et/ou dynamiques qui se manifesteront sur le courant comme une modulation d'amplitude du signal fondamental [SH95]. La détection de ce phénomène est possible en utilisant des méthodes classiques d'analyse spectrale telles que la transformée de Fourier ou la densité spectrale. Le contenu spectral du courant dû à chacun des défauts sera donc donné par les expressions suivantes où $k = 0, 1, 2, \dots$

$$\text{Défaut bague externe :} \quad f_{am_ex} = |f_s \pm k f_{ex}| \quad (2.25)$$

$$\text{Défaut bague interne :} \quad f_{am_in} = |f_s \pm f_r \pm k f_{in}| \quad (2.26)$$

$$\text{Défaut bille :} \quad f_{am_bi} = |f_s \pm f_{ca} \pm k f_{bi}| \quad (2.27)$$

où f_s est la fréquence fondamentale du signal courant, f_r est la vitesse de rotation et f_{ex} , f_{in} , f_{bi} et f_{ca} sont les fréquences caractéristiques des défauts de roulement (§1.3.4).

Afin de mieux comprendre l'effet des petits défauts de roulements (ou défauts naissants) sur les quantités électriques, nous allons traiter le cas d'un écaillage de largeur $\Delta l = 1$ mm se manifestant sur la bague externe (figure 2.12). La vitesse de l'arbre rotorique est de 24,7 Hz ($\simeq 155$ rd/s), correspondant à la vitesse de rotation de la machine asynchrone de notre banc d'essai. En connaissant les dimensions du roulement, nous pou-

vons calculer le temps de passage d'une bille sur la surface endommagée :

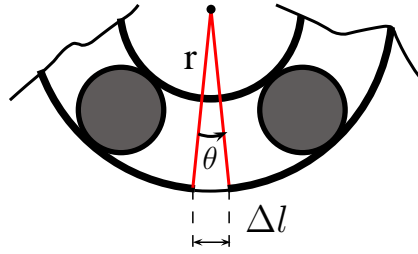


FIGURE 2.3: *Modélisation du défaut de course externe*

$$\theta = \omega_r * t \quad (2.28)$$

où :

θ est la position angulaire $= \Delta l / r$

r est le diamètre de la course externe $= 20,74$ mm.

ω_r = la vitesse de rotation de l'arbre et t = temps.

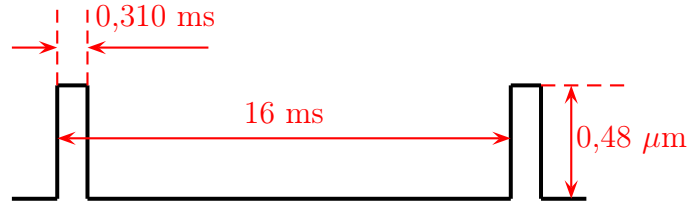
$$t = \theta / \omega_r = 310 \mu s \quad (2.29)$$

Si nous admettons que le défaut provoque un déplacement radial, et sous la gravité ($a = 10 \text{ ms}^{-2}$) le rotor subit une chute maximale de :

$$s = \frac{1}{2} a t^2 = 0,48 \mu m \quad (2.30)$$

Nous modélisons ce déplacement par une impulsion carrée (figure 2.4) qui dure 0,31 ms et de période 16 ms, le temps de passage de chaque bille (nos supposons que le glissement des billes est négligeable). Ainsi, il y aura environ une cinquantaine d'harmoniques significatives dans le spectre de Fourier. Comme, elles sont en phase, le déplacement total sera divisé entre les différentes harmoniques, donc l'amplitude de chaque harmonique sera d'environ $0,009 \mu m$ [IGE⁺08], [IEGB08].

Ce résultat montre que dans le cas des défauts naissants même si leur profondeur est de l'ordre d'une centaine de μm , le déplacement de l'arbre sera réellement une petite

FIGURE 2.4: *Modèle signal du défaut de roulement*

fraction de cette profondeur. Les travaux publiés jusqu'à présent justifient la répercussion sur le courant via cette variation d'entrefer. Une autre solution plausible pour expliquer le transfert du défaut mécanique est que le défaut d'écaillage induit une variation de couple qui contrairement à un déplacement transversal réagit instantanément et modulerait les grandeurs électriques via le flux électromagnétique. Nous verrons par la suite qu'à travers l'analyse de la vitesse instantanée, il est possible de détecter un défaut de roulement ce qui corrobore l'analyse décrite ci-dessus.

2.5 Transmission du défaut vers le courant statorique

En partant de l'hypothèse argumentée dans le paragraphe précédent nous montrons dans cette partie l'influence des variations de couple sur le courant électrique. Ces variations entraînent également des oscillations dans le couple électromécanique afin que la machine garde un régime de fonctionnement stable. Ces fluctuations ont la particularité de se produire à la même fréquence caractéristique du défaut en question. Pour comprendre la transmission du défaut de roulement sur le courant statorique, il est important d'étudier son effet sur les forces magnétomotrices et par la suite sur l'induction et le courant statorique.

2.5.1 Effet sur la force magnétomotrice rotorique

En présence d'un défaut, le couple de charge C_{charge} peut être écrit comme la somme d'une partie constante et d'une partie oscillante à la fréquence caractéristique f_c [Blö06] :

$$C_{charge} = C_{const} + \Delta C = C_{const} + C_c \cos(\omega_c t) \quad (2.31)$$

avec :

$\omega_c = 2\pi f_c$: pulsation de l'oscillation et du défaut de roulement

C_c : l'amplitude de l'oscillation liée à la sévérité du défaut

L'équation d'équilibre des couples (2.13) nous permet de calculer la vitesse de la machine :

$$\omega_r(t) = \frac{1}{J} \int (C_{moteur} - C_{charge}) dt \quad (2.32)$$

En régime permanent, le couple moteur C_{moteur} (couple électromagnétique) est égal à la partie constante C_{const} du couple de charge et la vitesse angulaire est égale à ω_{r0} . Nous pouvons donc écrire :

$$\omega_r(t) = \frac{1}{J} \int -C_c \cos(\omega_c t) dt + const. = -\frac{C_c}{J\omega_c} \sin(\omega_c t) + \omega_{r0} \quad (2.33)$$

Compte tenu de l'équation mécanique de la machine, le couple de charge oscillant conduit à des oscillations périodiques de période $1/f_c$ de la vitesse rotorique. Cela est mis en évidence aussi par la simulation présentée au paragraphe 2.7.3. L'angle mécanique θ_r du rotor s'obtient en intégrant la vitesse :

$$\theta_r(t) = \int \omega_r(t) dt = \frac{C_c}{J\omega_c^2} \cos(\omega_c t) + \omega_{r0}t + const. \quad (2.34)$$

De même, les oscillations se propagent vers la position angulaire du rotor et possèdent la fréquence caractéristique f_c .

Dans le cas d'un stator triphasé d'une machine idéale, la distribution de courant surfacique est parfaitement sinusoïdale. Nous obtenons donc une force magnétomotrice statorique F_s qui ne contient que l'onde fondamentale.

$$F_s = F_{s,1} \cos(p\theta - \omega_s t) \quad (2.35)$$

Cette onde fondamentale tourne à la vitesse angulaire ω_s et possède une périodicité mécanique p égale au nombre de paires de pôles de la machine. Par la suite, nous désignerons cette périodicité mécanique comme le nombre de paires de pôles de l'onde.

La force magnétomotrice (F.M.M.) rotorique dans un référentiel lié au rotor (R) (figure 2.5) est une onde avec p paires de pôles, tournant à la fréquence des courants induits rotoriques. Cette fréquence est égale à $s\omega_s$, donc :

$$F_r^{(R)} = F_{r,1} \cos(p\theta' - g\omega_s t) \quad (2.36)$$

avec g = glissement

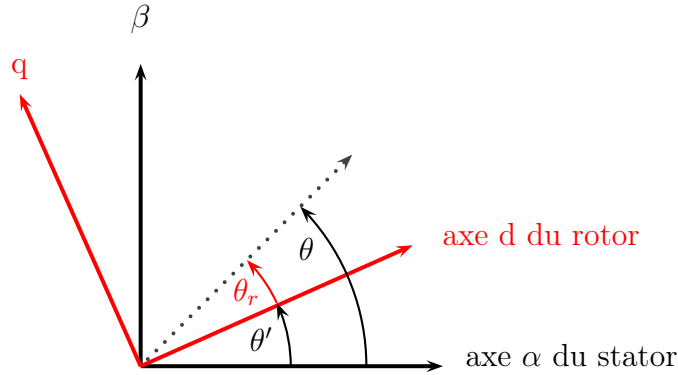


FIGURE 2.5: *Référentiel tournant (R) et référentiel fixe (S)*

Après la transformation dans le référentiel fixe (S) lié au stator avec $\theta = \theta' + \theta_r$, la F.M.M. rotorique s'écrit :

$$F_r = F_{r,1} \cos(p\theta - p\theta_r - g\omega_s t) \quad (2.37)$$

Dans le cas d'un couple oscillant, θ_r sera remplacé par $\theta_r(t)$. La F.M.M. du rotor s'écrit donc en remplaçant θ_r suivant (2.34) :

$$F_r = F_{r,1} \cos(p\theta - m \cos(\omega_c t) - p\omega_{r0}t - g\omega_s t + \varphi) \quad (2.38)$$

avec :

$$m = \frac{pC_c}{J\omega_c^2}$$

φ : déphasage des courants rotoriques par rapport aux courants statoriques

ω_{r0} représente la vitesse mécanique angulaire du rotor, définie par :

$$\omega_{r0} = \frac{1}{p}(1 - g)\omega_s \quad (2.39)$$

D'où :

$$F_r = F_{r,1} \cos(p\theta - \omega_s t - m \cos(\omega_c t) + \varphi) \quad (2.40)$$

Cette équation montre que la force magnétomotrice rotorique tourne à la même vitesse que la FMM statorique et l'effet des variations de couple apparaît par une modulation de phase, caractérisée par l'introduction du terme $m \cos(\omega_c t)$ dans la phase de la FMM

La somme des deux F.M.M. nous donne la force magnétomotrice totale présente dans l'entrefer de la machine :

$$F_{tot} = F_{s,1} \cos(p\theta - \omega_s t) + F_{r,1} \cos(p\theta - \omega_s t - m \cos(\omega_c t) + \varphi) \quad (2.41)$$

2.5.2 Effet sur le courant statorique

L'onde d'induction est le produit de la perméance Λ de l'entrefer avec la FMM totale. Si l'effet d'encoches et la saturation de fer sont négligés, la perméabilité de l'entrefer est supposée constante. Par conséquent, la densité de flux dans l'entrefer prend l'expression suivante :

$$B = F_{tot}\Lambda = F_{s,1}\Lambda \cos(p\theta - \omega_s t) + F_{r,1}\Lambda \cos(p\theta - \omega_s t - m \cos(\omega_c t) + \varphi) \quad (2.42)$$

Le fondamental de cette onde est donc une somme de deux composantes : La composante résultante de la FMM rotorique est modulée en phase à la fréquence caractéristique du défaut f_c , la composante de la FMM statorique est inchangée. La modulation de phase de la FMM se traduit donc de la même façon sur l'induction dans l'entrefer.

Le flux magnétique Φ est défini par l'intégrale de l'induction magnétique B sur une surface A :

$$\Phi = \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (2.43)$$

Afin d'obtenir le flux dans chaque phase de la machine, nous intégrons l'induction B selon la longueur l_m de la machine et selon l'angle mécanique θ dans le repère du stator.

Par conséquent, et en tenant compte seulement des fondamentaux de la densité de flux, le flux $\Phi(t)$ dans une bobine arbitraire peut être exprimé sous la forme générale :

$$\Phi(t) = \Phi_s \cos(\omega_s t) + \Phi_r \cos(\omega_s t + m \cos(\omega_c t) - \phi_r) \quad (2.44)$$

La tension induite $V_i(t)$ correspondant à ce flux est :

$$\begin{aligned} V_i(t) = \frac{d\Phi}{dt} = & -\omega_s \Phi_s \sin(\omega_s t) - \omega_s \Phi_r \sin(\omega_s t + m \cos(\omega_c t) - \phi_r) \\ & + m \sin(\omega_c t) \Phi_r \sin(\omega_s t + m \cos(\omega_c t) - \phi_r) \end{aligned} \quad (2.45)$$

Nous étudions des oscillations du couple relativement faibles. Le dernier terme peut donc être négligé dans la suite. La tension induite totale est la somme des tensions induites dans toutes les bobines de l'enroulement. Le signal résultant est également un signal modulé en phase avec le même indice de modulation m . La tension dans les phases du stator est imposée par la source de tension, le courant statorique résultant est linéairement lié à la tension induite $V_i(t)$ et a la même fréquence. En conséquence, le courant statorique modulé en phase $i_{to}(t)$ pour une phase arbitraire en présence d'un couple oscillant s'exprime par :

$$\begin{aligned} i_{to}(t) &= i_s(t) + i_r(t) \\ &= I_s \sin(\omega_s t) + I_r \sin(\omega_s t + m \cos(\omega_c t - \phi_A) - \phi_r) \end{aligned} \quad (2.46)$$

où ϕ_A désigne l'angle de phase de la modulation.

Cela montre que la composante fondamentale du courant $i_{to}(t)$ est la somme de deux composantes : Le terme $i_s(t)$ résulte de la force magnétomotrice statorique et il n'est pas modulé. Le terme $i_r(t)$, qui est une conséquence directe de la FMM rotorique, montre la modulation de phase due aux oscillations du couple et de la vitesse.

Une validation expérimentale et par simulation de cette théorie par rapport aux variations de couple et leurs effets sur le courant statorique sera présentée dans la suite.

2.6 Modélisation du signal du défaut

Le signal $X(t)$ généré par le défaut est supposé à caractère transitoire. En effet, de nombreux défauts naissants de machines tournantes produisent une série périodique de forces transitoires qui, à leur tour, excitent certaines résonances dans la structure. Par conséquent, le signal $X(t)$ pourra être écrit comme suit [AR06] :

$$X(t) = \sum_k X_k h(t - \tau_k) \quad (2.47)$$

où $h(t)$ est la réponse impulsionnelle résultant d'un seul a-coup, $\{X_k\}_{k \in \mathbb{Z}}$ et $\{\tau_k\}_{k \in \mathbb{Z}}$ sont des séquences des variables aléatoires qui expliquent probablement des amplitudes aléatoires et des occurrences aléatoires des impacts, respectivement. Il est supposé que, pour tout indice k , la différence $\tau_{k+1} - \tau_k$ est une variable aléatoire non-négative dont la moyenne spécifie le taux moyen de répétition des impacts.

Le modèle (2.47) est utilisé pour décrire les défauts naissants dans les roulements à éléments roulants [AR02],[RAC01], où la stochasticité des occurrences $\{\tau_k\}$ décrit les jitters aléatoires des éléments de roulement, et les amplitudes $\{X_k\}$ la modulation d'amplitude des impacts. On peut montrer que ce signal est cyclostationnaire puisque l'on a un phénomène aléatoire stationnaire couplé à un phénomène périodique déterministe. Dans le chapitre qui suit, nous rappelons brièvement la définition de tels signaux et les outils de traitement du signal qui permettent d'analyser ces signaux.

2.7 Exploitation du modèle de simulation

Le modèle complet de la machine asynchrone est maintenant connu, nous pouvons étudier l'évolution des grandeurs temporelles tels que les courants, le couple ou encore la vitesse rotorique lorsque la machine ne présente aucune défaillance. Les figures 2.6 et 2.7 représentent notre modèle de simulation construit à partir des équations électriques. La transformation de Park est utilisée pour alléger le temps de simulation mais il s'avère possible, grâce à l'évolution des technologies informatiques et de processeurs en particulier, de dépasser cette transformation, ce qui permet, dans le cas de la machine asynchrone à cage d'écureuil, de calculer tous les courants de barres rotoriques et d'anneaux de court-

circuit [Gaë04].

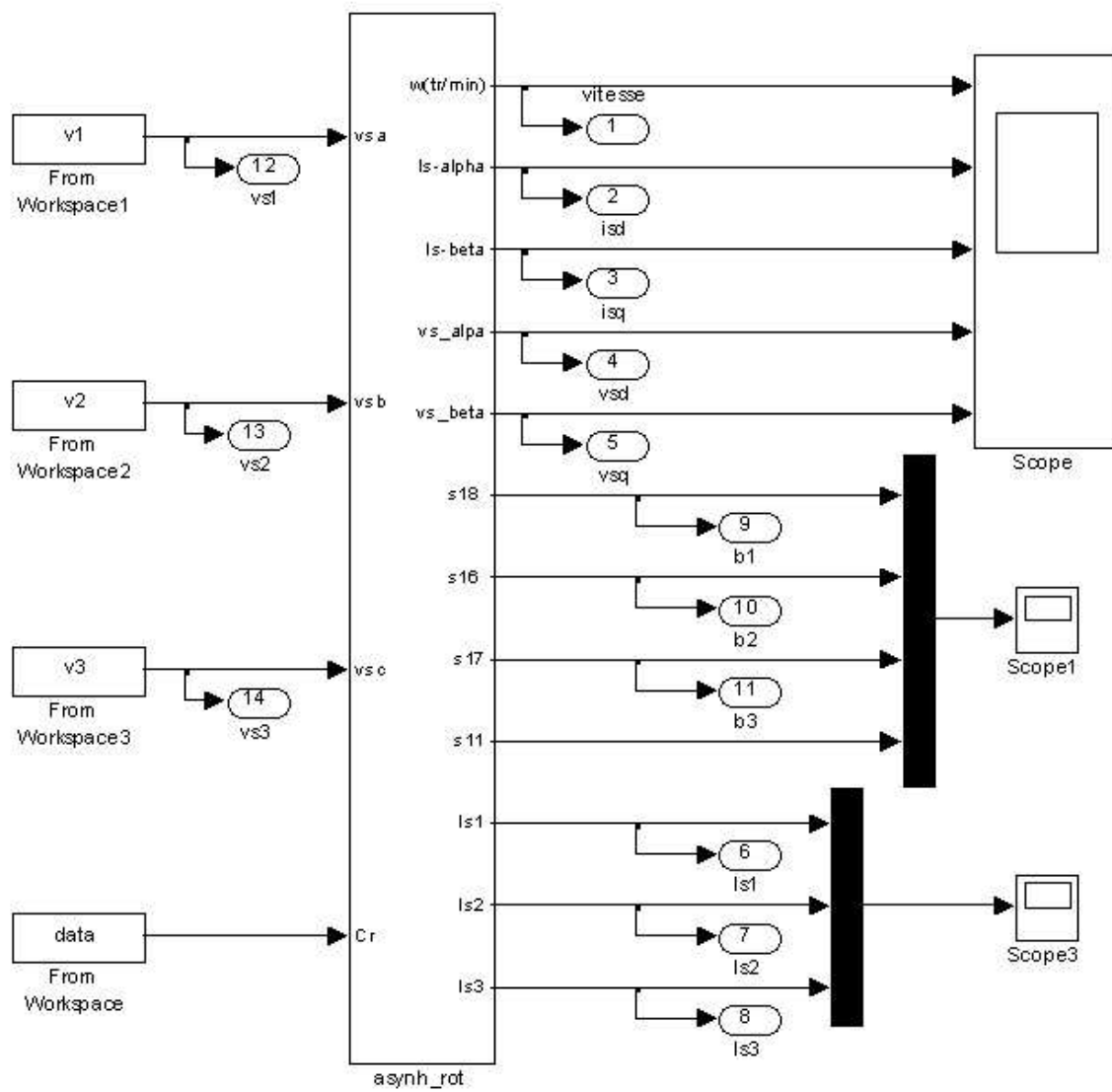
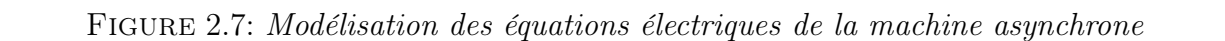


FIGURE 2.6: Modélisation de la machine asynchrone sous Matlab et Simulink

Comme il est montré sur la figure 2.6, le modèle est alimenté par une source de tension triphasée et équilibrée (V1, V2, V3) et nous avons le choix d'entrer un couple fixe ou variable. Ces entrées peuvent être générées automatiquement ou bien obtenues à partir



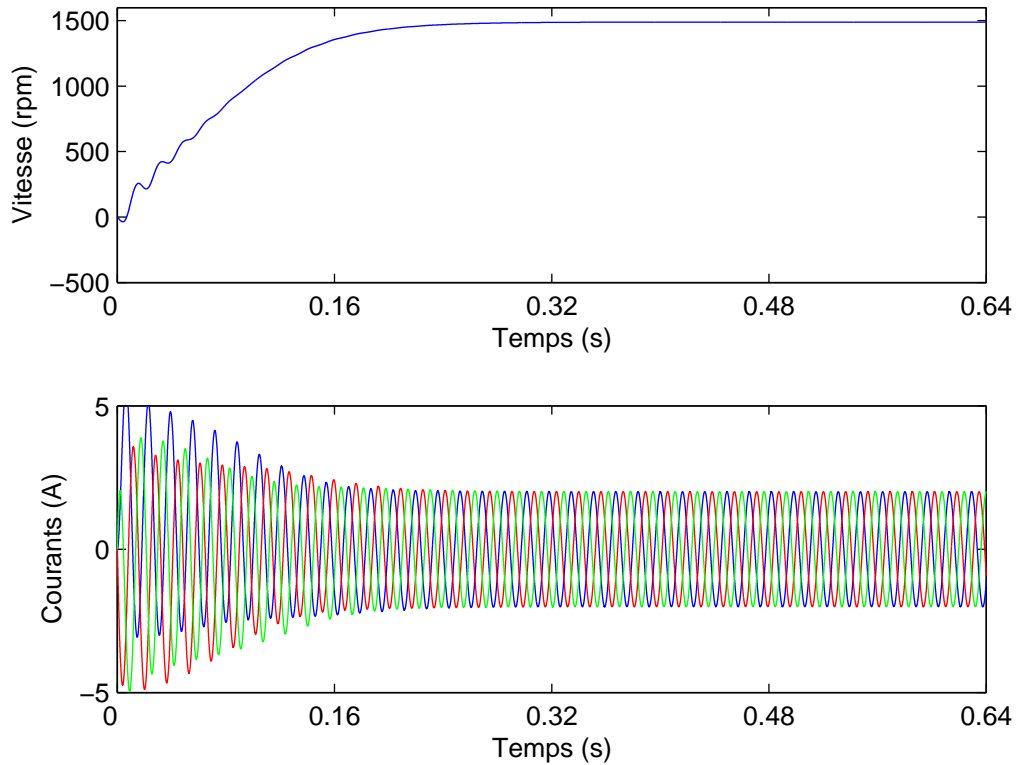
Les paramètres de la machine utilisés dans cette modélisation sont groupés dans le tableau 2.1

TABLE 2.1: Paramètres de simulation

Puissance nominale	1.1 kW
Tension maximale	400 volts
Fréquence	50 Hz
Résistance statorique	9.203 ohms
Résistance rotorique	0.1392 ohms
Inductance mutuelle	6.6988e-005 H
Inductance statorique	0.0946 H
Inductance rotorique	7.7377e-007 H
Nombre des pôles	2
Vitesse	1500 rpm

2.7.2 Régime sain

Nous allons étudier l'évolution des grandeurs temporelles tels que les courants et la vitesse rotorique lorsque la machine ne présente aucune défaillance et le couple est constant égale à 2 N.m. Les harmoniques de temps dans le modèle de la machine asynchrone ne sont pas pris en compte et les trois sources de tensions sont équilibrés et de fréquence 50 Hz.

FIGURE 2.8: *Evolution de la vitesse et des courants en régime sain*

La figure 2.8 représente l'évolution temporelle de la vitesse rotorique et des 3 courants statoriques. La fréquence d'échantillonnage est de 25600 Hz. Nous remarquons que la machine fonctionne en régime permanent, 200 ms après le début de la simulation, avec une vitesse de rotation constante égale à 24,83 Hz. La figure 2.9 est une analyse fréquentielle de la vitesse en régime permanent, cela met en évidence qu'il n'y a pas des fluctuations de vitesse ni des fluctuations du couple. De plus, une comparaison de cette analyse fréquentielle avec celle obtenue lorsqu'il y a des oscillations du couple permettra de visualiser avec précision les composantes créées par le défaut. Dans ce cas, il n'y a aucun intérêt de présenter le contenu spectral du signal courant statorique surtout qu'il ne contient que la composante fondamentale de fréquence 50 Hz et la machine ne présente aucune défaillance.

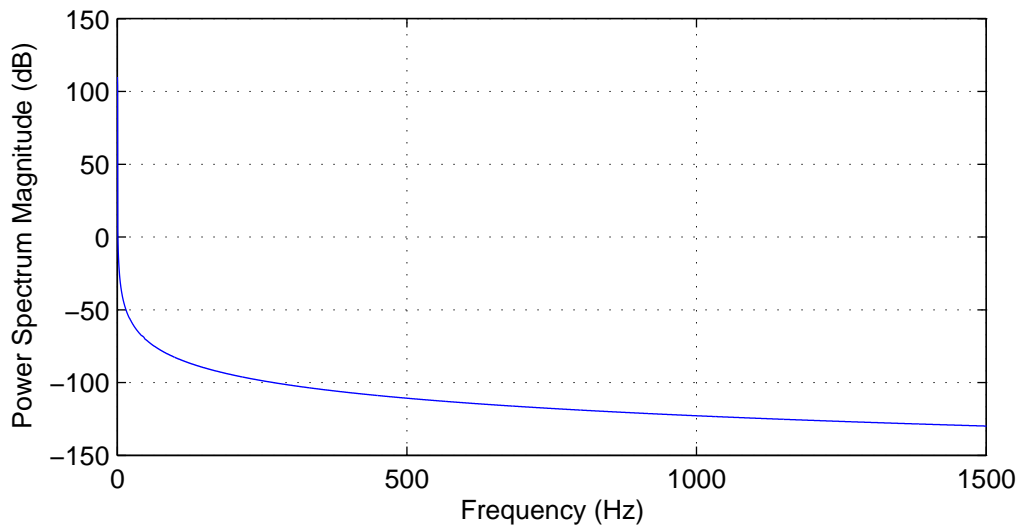


FIGURE 2.9: *DSP de la vitesse en régime permanent en cas d'une machine saine*

2.7.3 Régime défectueux

Nous allons étudier l'impact du défaut de roulement sur l'évolution temporelle des différentes grandeurs de la machine asynchrone. Nous partons du fait que les défauts de roulement provoquent des variations de couple qui seront transmis sur les grandeurs électriques. Comme nous l'avons vu au §2.6, ces variations sont modélisées selon l'équation (2.47). Nous avons généré un couple résistif de valeur moyenne 2 N.m. avec des fluctuations cyclostationnaires, de fréquence cyclique 70 Hz et d'amplitude maximale égale à 2,03 N.m.

Ce signal est alors filtré passe bas avec un filtre de réponse impulsionnelle finie et avec compensation du retard pour ne pas déphaser le signal. La fréquence de coupure est de 7600 Hz. La figure 2.10 représente l'évolution temporelle de ce signal et la figure 2.11 son contenu spectral. Ce signal sera appliqué à l'entrée du couple de notre modèle (C_r) tout en gardant la même source d'alimentation que dans le cas sain.

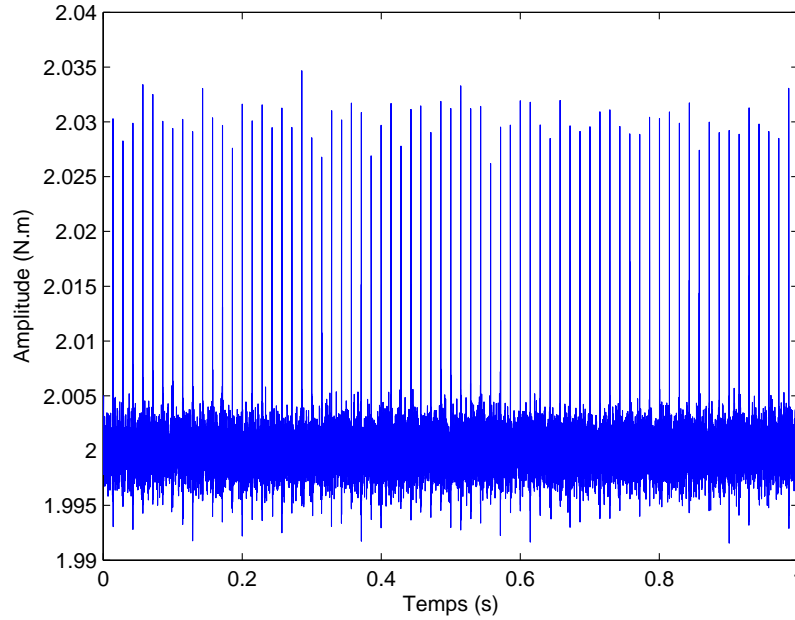
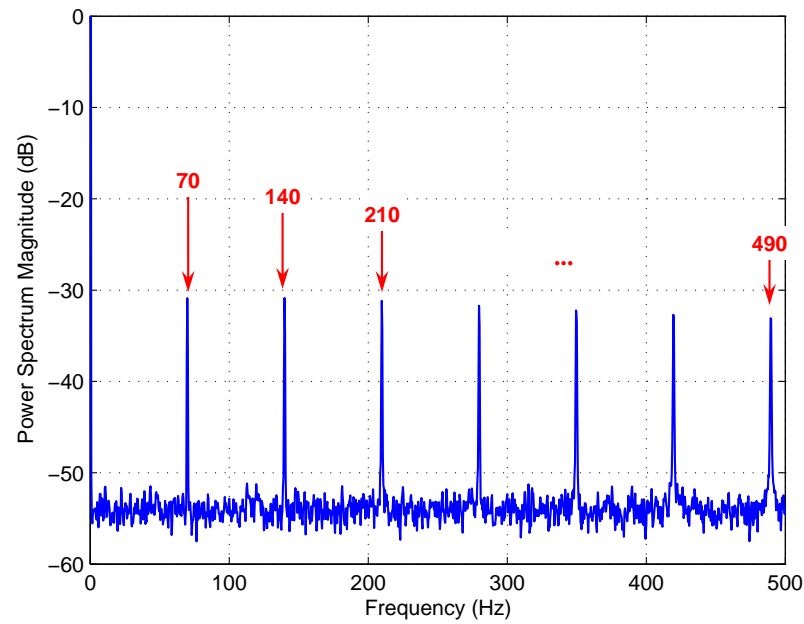
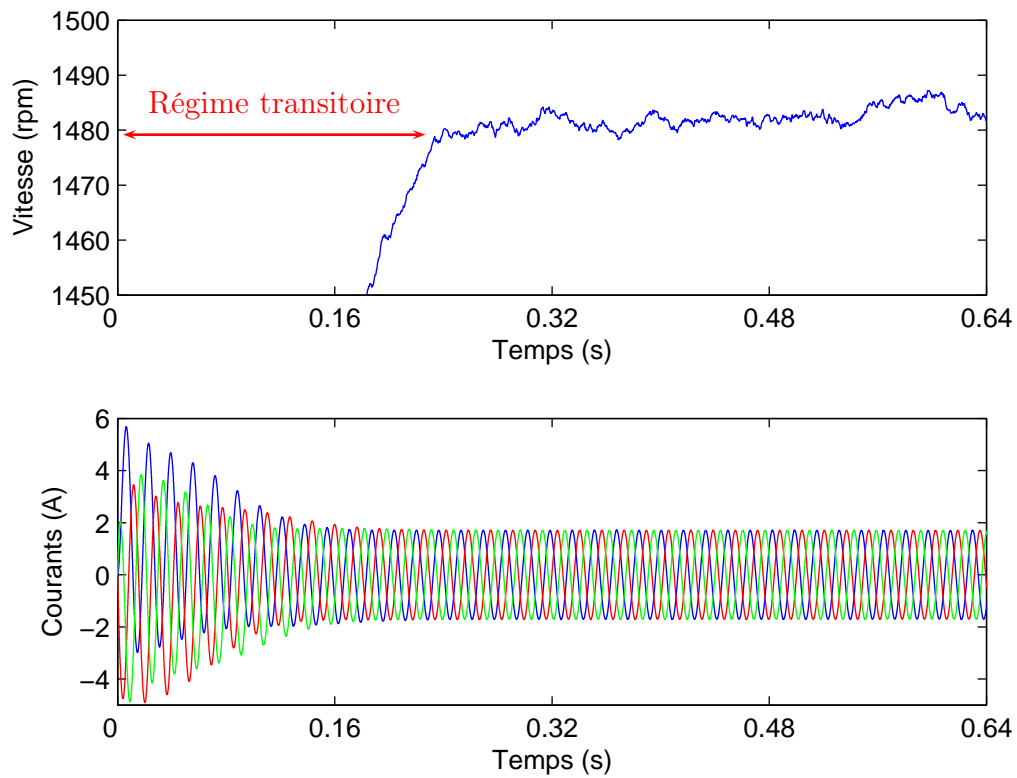


FIGURE 2.10: *Evolution du couple instantané*

Nous présentons sur la figure 2.12 l'évolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone lorsque nous passons à un fonctionnement défaillant. Nous remarquons que la machine prend plus de temps que le cas sain (environ 275 ms) pour atteindre le régime permanent. En analysant la figure 2.12, nous visualisons l'apparition des fluctuations sur la vitesse et l'effet des oscillations du couple ont été transmise sur la vitesse. L'exploitation temporelle de la vitesse ou des courants absorbés par les phases statoriques n'est pas suffisante pour déterminer l'origine de ces fluctuations, c'est pourquoi nous allons procéder à une analyse spectrale de ces grandeurs.

La figure 2.13 est une analyse spectrale du signal vitesse (sortie 1 dans le modèle) qui montre une périodicité à 70 Hz et ses harmoniques. Ce résultat soutient expérimentalement notre approche basée sur le fait qu'un défaut de roulement provoque des oscillations de couple. Par la suite, il est nécessaire de développer des outils de traitement du signal pour

FIGURE 2.11: *DSP du couple oscillant*FIGURE 2.12: *Evolution de la vitesse et des courants en fonctionnement avec défaut*

caractériser ces oscillations.

La densité spectrale de puissance (DSP) du courant électrique, représentée par la figure 2.14, montre la présence des raies spectrales aux fréquences $|f_s \pm k.f_c|$ (1.8).

Nous confronterons plus tard ces résultats de simulations à des signaux expérimentaux.

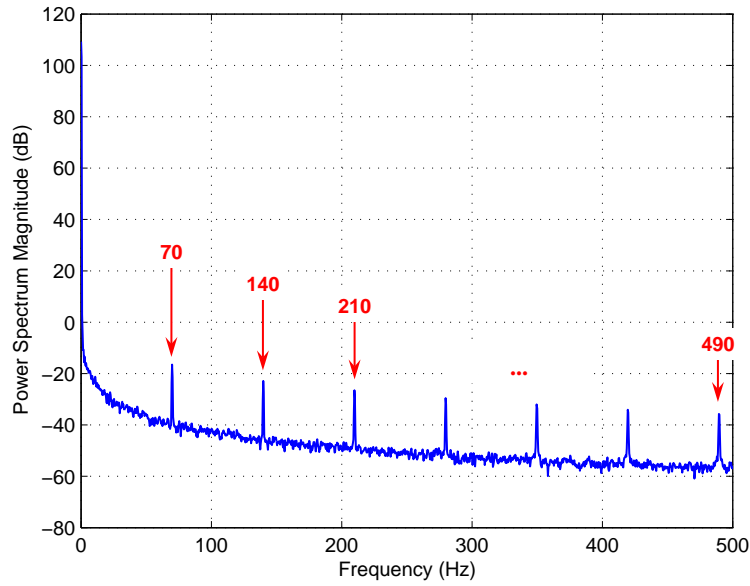


FIGURE 2.13: *DSP de la vitesse en régime permanent en cas d'une machine défectueuse*

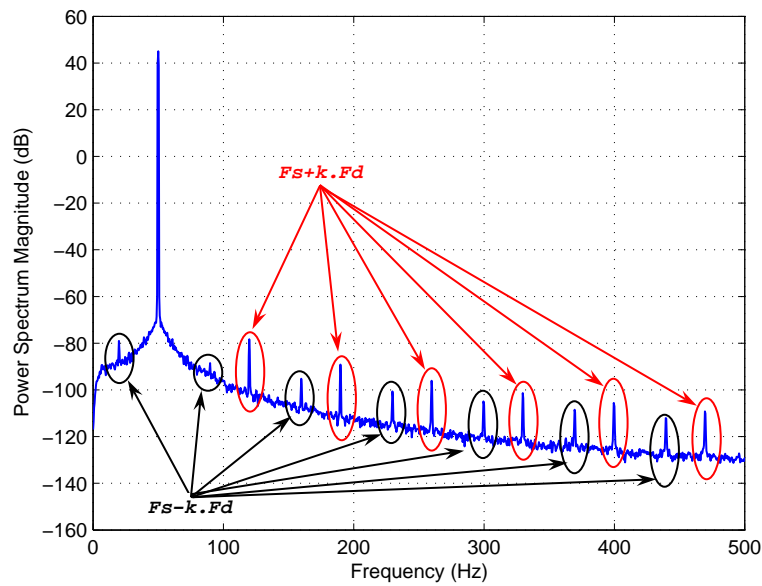


FIGURE 2.14: *DSP du courant en cas d'une machine défectueuse*

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle permettant la simulation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Ce modèle de machine a permis de comprendre les phénomènes physiques mis en jeu lors de l'apparition des fluctuations du couple causées par un défaut de roulement.

La modélisation de défauts de roulement a éclairci le fait qu'un défaut localisé provoque des oscillations de couple. Cette modélisation conduit à deux effets sur le courant statorique de la machine asynchrone. Le mouvement radial du rotor peut être considéré comme étant une forme particulière d'excentricité qui provoque des modulations d'amplitude du courant. Les variations de couple et le défaut de roulement ont pour effet principal l'introduction d'une modulation de phase du courant. Il est important de noter que cette nouvelle modélisation complète les résultats obtenus par R. Schoen ([SHKB95],[SLH⁺95]). Ce dernier considère uniquement l'excentricité introduite par le défaut et non les variations de couple dues au défaut.

Nous avons ensuite étudié les signaux électriques et mécaniques de la machine asynchrone dans le domaine fréquentiel en utilisant principalement le périodogramme. Cette approche nous a permis d'identifier les signatures fréquentielles causées par les fluctuations de couple.

Dans la majorité des cas étudiés, les techniques conventionnelles de diagnostic, qui utilisent la transformée de Fourier rapide, suffisent. Cependant, il s'avère que lorsque le signal à analyser est non-stationnaire ou cyclostationnaire, il faut adopter d'autres méthodes qui fournissent un outil plus adapté pour la détection et le diagnostic de défauts. A partir de ces informations, il est alors possible de développer des méthodes de surveillance et de diagnostic appropriées, sujet des deux chapitres suivants.

Chapitre 3

Cyclostationnarité

3.1 Introduction

La cyclostationnarité est une propriété qui caractérise les systèmes dont les propriétés statistiques évoluent périodiquement au cours du temps. Ce terme a été introduit par Bennett en 1958 [Ben58], qui a introduit aussi le terme cycloergodique. La théorie de la cyclostationnarité est initialement développée dans le cadre des signaux de télécommunication [Gar90], [Gar93], elle se trouve décrire particulièrement bien un certain nombre de signaux. Par exemple, dans les domaines de la télécommunication, la télémétrie, le radar, et les applications du sonar, la périodicité est due à la modulation, à l'échantillonnage, au multiplexage, et les opérations de codage. Dans la mécanique, elle est due, par exemple, au cycle de la machine. C'est le cas des signaux vibratoires et acoustiques générés par les machines tournantes et alternatives. En astronomie, la périodicité résulte de la rotation des planètes et de la pulsation des étoiles. Dans l'économétrie, elle est due au caractère saisonnier et dans les sciences de l'atmosphère, elle est due à la rotation et à la révolution de la terre. La pertinence de la théorie de la cyclostationnarité à tous ces domaines d'études et à d'autres a été proposée pour la première fois dans [Gar85].

Le formalisme cyclostationnaire présente plusieurs avantages pour l'analyse de tels signaux par rapport aux approches classiques. Tout d'abord il permet d'appréhender avec les mêmes outils un large spectre de comportements, depuis la simple périodicité déterministe (phénomènes de balourd, de désalignement, d'excentricité, d'inversion de forces, d'engrènement, ...) jusqu'à l'aléatoire non-stationnaire (mouvements de fluide,

forces de frottement, grippage, ...). Ensuite il intègre explicitement une dimension temporelle qui permet de suivre l'évolution des non-stationnarités des systèmes étudiés. La cyclostationnarité s'applique donc potentiellement à la caractérisation du comportement vibro-acoustique de systèmes mécaniques aussi variés que des moteurs thermiques, des machines outils, des machines électriques, des réducteurs à engrenages, des compresseurs, des pompes centrifuges, etc. Elle permet d'apporter de nouvelles solutions à un certain nombre de problèmes récurrents pour le diagnostic et l'identification des systèmes mécaniques, ainsi que pour la séparation de sources concurrentes [BBI⁺06]. Mathématiquement,

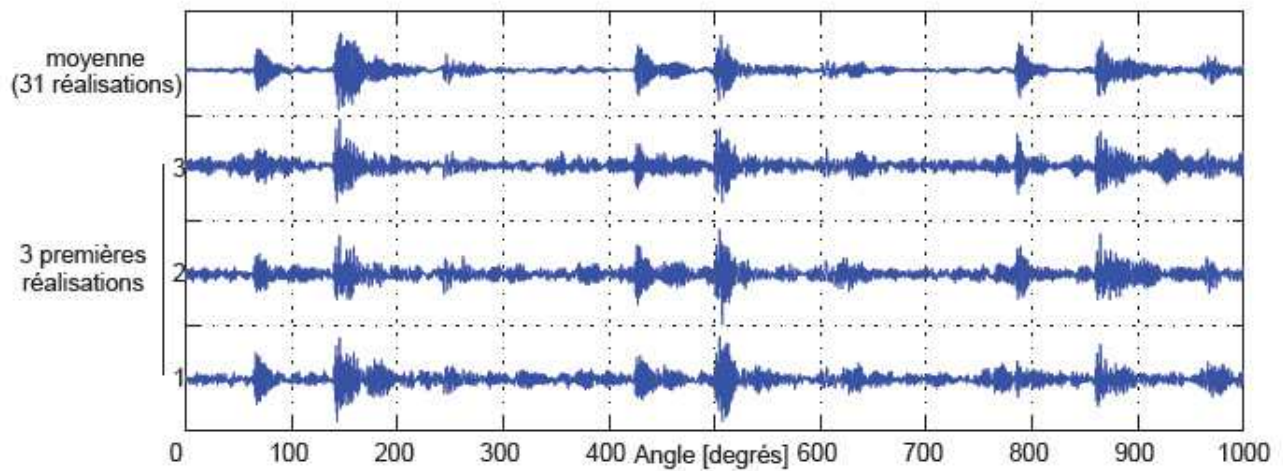


FIGURE 3.1: *Moyenne d'ensemble* [Bon04]

un signal est cyclostationnaire si l'on trouve des périodicités dans certaines de ses statistiques. Chaque période (ou cycle) peut être considérée comme la réalisation d'un même processus aléatoire. Pour cela, chaque réalisation doit débuter à une position angulaire identique (même position de l'arbre pour un moteur électrique, même dents en contact pour les engrenages, ...). Si l'on superpose ces réalisations, on pourra alors calculer la moyenne d'ensemble (c'est-à-dire l'amplitude moyenne pour un angle θ donné) comme le montre la figure 3.1 inspirée de la thèse de F. Bonnardot [Bon04]. Cette moyenne d'ensemble, permettra d'extraire la partie périodique du signal (à l'ordre 1). Lorsque cette dernière existe, le signal sera alors cyclostationnaire à l'ordre 1. En pratique, on ne disposera souvent que d'une seule réalisation et on sera conduit à remplacer la moyenne d'ensemble par une moyenne de cycles (lié à un motif cyclique) appelée moyenne synchrone.

3.2 De la stationnarité à la cyclostationnarité

On dit qu'un processus stochastique est stationnaire si ses caractéristiques ne varient pas au cours du temps. On définit plusieurs types de stationnarité.

Stationnarité au sens strict

Un processus stochastique $\{x(t)\}_{t \in \mathbb{R}}$, est stationnaire au sens strict si sa densité de probabilité jointe $p_x(x_1, \dots, x_n; t_1, \dots, t_n)$ est invariante par tout changement de l'origine de temps, c'est-à-dire :

$$p_x(x_1, \dots, x_n; t_1, \dots, t_n) = p_x(x_1, \dots, x_n; t_1 + \tau, \dots, t_n + \tau) \quad (3.1)$$

pour tout n , pour tout τ et pour tout vecteur temps $\{t_i\}_{i=1, \dots, n}$; $\{x_i\}_{i=1, \dots, n}$ étant une réalisation. Il découle de (3.1) que tous les cumulants et les moments du processus stochastique sont invariants par translation temporelle. Une condition moins stricte pour $\{x(t)\}_{t \in \mathbb{R}}$, est la stationnarité à un ordre particulier, k , par exemple. Cette propriété est obtenue si $x(t)$ vérifie (3.1) non pas pour tout n mais jusqu'à l'ordre k .

Stationnarité au sens large (ou de deuxième ordre)

Un processus aléatoire est stationnaire au sens large si sa moyenne (moment d'ordre 1) est constante, $m_x(t) = m_x$, et sa fonction d'autocovariance (le cumulante d'ordre 2) $K_x(t_1, t_2)$ dépend uniquement de l'écart $\tau = t_1 - t_2$. Dans ce cas nous avons $K_x(t_1, t_2) = K_x(\tau)$ ou en d'autre terme $K_x(t, \tau) = K_x(\tau)$.

Processus conjointement stationnaires

Deux processus sont conjointement stationnaires si :

1. chacun est stationnaire considéré d'une façon isolée, et
2. leur corrélation croisée $C_{xy}(t_1, t_2)$ dépend seulement de la différence $\tau = t_1 - t_2$:

$$C_{xy}(t_1, t_2) = C_{xy}(t_1 - t_2) = C_{xy}(\tau).$$

On notera que dans ce cas, leur covariance croisée dépend également uniquement de la différence des instants de temps considérés.

3.2.1 Processus cyclostationnaire

Dans le cas où le processus $x(t)$ n'est pas stationnaire, sa densité de probabilité peut varier par translation temporelle, et ce de manière quelconque. Une classe très particulière de signaux non stationnaires est celle pour laquelle la densité de probabilité varie de manière périodique. Formellement, un processus stochastique $\{x(t)\}_{t \in \mathbb{R}}$, est appelé cyclostationnaire au sens strict de cycle T si sa densité de probabilité jointe $p_x(x_1, \dots, x_n; t_1, \dots, t_n)$ est périodique en t de période T , c'est à dire, si

$$p_x(x_1, \dots, x_n; t_1, \dots, t_n) = p_x(x_1, \dots, x_n; t_1 + T, \dots, t_n + T) \quad (3.2)$$

Le signal cyclostationnaire de base est celui qui est cyclostationnaire au premier ordre (CS1), c'est-à-dire dont le moment d'ordre 1 ou l'espérance $m_x(t)$ est périodique de période T :

$$m_x(t) = E\{x(t)\} = m_x(t + T) \quad (3.3)$$

Ici, l'espérance $E\{\bullet\}$, illustrée par la figure 3.1, représente la moyenne statistique d'ensemble et ne doit pas être confondue avec la notion de moyenne temporelle.

Un signal cyclostationnaire au second ordre (CS2), est celui dont les moments d'ordre deux sont périodiques. En particulier, la fonction d'autocorrelation $C_x(t, \tau)$ d'un tel signal est une fonction périodique de période T :

$$C_x(t, \tau) = E\{x(t)x^*(t - \tau)\} = C_x(t + T, \tau + T) \quad (3.4)$$

où $x^*(.)$ est le conjugué transposé de $x(.)$.

Les signaux qui sont à la fois CS1 et CS2 sont appelés cyclostationnaires au sens-large.

Finalement, un signal cyclostationnaire à l'ordre n (CS n) doit avoir tous ces moments d'ordre n périodiques. En particulier, si tous les moments de tous les ordres sont périodiques, le signal est dit cyclostationnaire au sens-strict en conséquence de l'équation (3.2).

3.3 Statistiques cycliques

3.3.1 Opérateur de moyennage cyclique

L'analyse des signaux stationnaires se fonde sur la notion de moyenne temporelle qui permet par exemple d'extraire l'amplitude moyenne d'un signal (paramètre de position) et sa valeur efficace (paramètre de dispersion). Selon le même principe, l'analyse des signaux cyclostationnaires repose sur la notion de moyenne cyclique. Étant donné \mathcal{A} un ensemble de fréquences α , l'opérateur de moyennage cyclique \mathcal{P} se définit comme :

$$\mathcal{P}\{\bullet\} = \sum_{\alpha \in \mathcal{A}} \mathcal{P}_\alpha\{\bullet\} e^{j2\pi\alpha t} \quad (3.5)$$

où $\mathcal{P}_\alpha\{\bullet\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T \bullet e^{-j2\pi\alpha t} dt$ est le coefficient de Fourier à la fréquence α . Appliquée directement à un signal $x(t)$, la moyenne cyclique $\mathcal{P}\{x(t)\}$ consiste donc à en extraire l'ensemble de ses composantes périodiques, c'est-à-dire son comportement déterministe. Appliquée à une forme quadratique du signal, elle permet d'extraire les modulations cycliques qui animent sa composante aléatoire.

3.3.2 A l'ordre 2

Les statistiques cycliques à l'ordre 2 donnent les définitions usuelles des corrélations et des spectres dans le domaine cyclique [Gar85], [Gar93], [Cap92]. L'autocorrélation du signal étant fonction des deux variables t , le temps, et τ , la distance temporelle entre les deux variables dont on étudie le lien, on peut s'intéresser à sa composition fréquentielle suivant chacune de ces deux variables. L'étude de la composition fréquentielle selon la variable τ fait apparaître les périodicités contenues dans le signal, tandis que l'étude de la composition fréquentielle selon la variable t met en évidence la présence de périodicités sous-jacentes, telles que celles introduites par des phénomènes de modulation. La figure 3.2 représente ces différentes grandeurs et met en évidence les transformations qui les lient.

La **corrélation cyclique** $C_x^\alpha(\tau)$ du processus $x(t)$ est définie par la transformée de Fourier selon t de la fonction de corrélation :

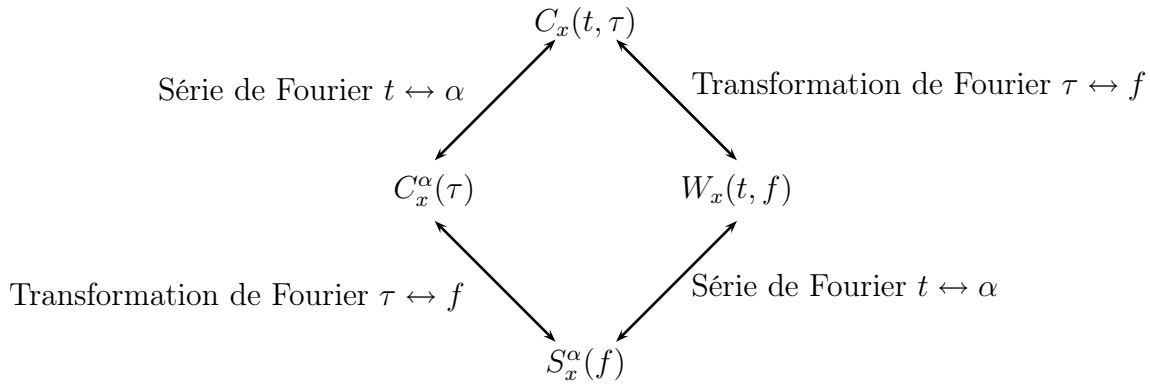


FIGURE 3.2: Relations entre les différents espaces d'analyse d'un processus CSL.

$$C_x^\alpha(\tau) = C_x(\alpha, \tau) = \int C_x(t, \tau) e^{-2j\pi\alpha t} dt \quad (3.6)$$

La variable α est appelée **fréquence cyclique**, et comme $C_x(t, \tau)$ est périodique en t , la corrélation cyclique $C_x^\alpha(\tau)$ est une distribution discrète relativement à α .

La **corrélation spectrale** $S_x^\alpha(f)$ est définie comme la double transformée de Fourier, en t et en α , de la fonction de corrélation :

$$S_x^\alpha(f) = S_x(\alpha, f) = \int \int C_x(t, \tau) e^{-2j\pi\alpha t} e^{-2j\pi f \tau} dt d\tau \quad (3.7)$$

$$= \int C_x(\alpha, \tau) e^{-2j\pi f \tau} d\tau \quad (3.8)$$

Par opposition à la fréquence cyclique α , f est appelée **fréquence spectrale ou harmonique**. La corrélation spectrale est une fonction a priori continue en f et est une distribution en α .

Passage en fréquence spectrale

On calcule la transformée de Fourier par rapport à τ seulement. On obtient une fonction de f , fréquence spectrale, et du temps $W(t, f) = TF_{/\tau}\{C_x(t, \tau)\}$. C'est une représentation temps-fréquence du signal. Si le signal $x(t)$ contient des périodicités, des raies apparaissent selon f . Si ce signal est cyclostationnaire, cette fonction est périodique en t .

Dans le cas stationnaire, elle est constante par rapport à t et égale à la densité spectrale de puissance : $W(t, f) = \gamma(f)$.

Etude en fréquence cyclique

On calcule la transformée de Fourier par rapport à t seulement. La fonction qui en résulte $C_x^\alpha(\tau) = TF_t\{C_x(t, \tau)\}$ dépend de l'espacement τ et de la fréquence cyclique α . Les différentes fonctions de τ obtenues pour les différentes valeurs de α sont les valeurs de l'autocorrélation cyclique du signal $x(t)$. Celle-ci donne les différentes composantes de l'autocorrélation du signal qui peut s'écrire :

$$C_x(t, \tau) = \sum_{\alpha} C_x^\alpha(\tau) e^{2\pi j \alpha t} \quad (3.9)$$

les α étant les fréquences de cyclostationnarité du signal.

Les différentes valeurs de l'autocorrélation cyclique du signal pour ses fréquences de cyclostationnarité sont donc les coefficients de la décomposition en série de Fourier de son autocorrélation qui est, pour un signal cyclostationnaire, périodique ou presque périodique.

Si cette autocorrélation cyclique n'est non nulle que pour la valeur nulle de α , l'autocorrélation ne dépend pas de t et le signal est stationnaire.

Si l'autocorrélation cyclique est non nulle pour des valeurs discrètes de α , le signal est cyclostationnaire.

Si les valeurs $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ de la fréquence cyclique pour lesquelles, elle est non nulle sont harmoniques d'un même fondamental, le signal est purement cyclostationnaire.

Si elle est non nulle quelle que soit la fréquence cyclique, le signal est non-stationnaire au sens large.

Remarque : La valeur de l'autocorrélation cyclique obtenue pour la fréquence cyclique nulle est l'auto corrélation du signal, c'est-à-dire l'autocorrélation de sa composante stationnaire.

Etude du signal en fréquences spectrale et cyclique

On calcule la transformée de Fourier par rapport aux deux variables. On obtient alors la corrélation spectrale du signal $S_x^\alpha(f) = TF_{/t,\tau}\{C_x(t, \tau)\}$, qui se comporte vis-à-vis de la fréquence cyclique α de la même façon que l'autocorrélation cyclique.

Sa valeur pour la fréquence cyclique nulle est la densité spectrale de puissance du signal, et si elle est nulle pour toute autre valeur de la fréquence cyclique, alors le signal est stationnaire. Si elle est non nulle pour des valeurs discrètes de la fréquence cyclique, le signal est cyclostationnaire.

Les deux fonctions qui caractérisent le mieux les signaux cyclostationnaires sont donc l'autocorrélation cyclique et la corrélation spectrale. En effet, ce sont les deux paramètres qui mettent en évidence la périodicité de l'autocorrélation caractérisant la cyclostationnarité du signal. Par ailleurs on a vu qu'un signal cyclostationnaire comprend des composantes spectrales corrélées. La corrélation spectrale est une mesure de ces liens entre composantes fréquentielles du signal, d'où son nom.

3.4 Structure des signaux vibratoires

Les signaux vibratoires relevés sur les systèmes mécaniques en fonctionnement contiennent l'information nécessaire relative à l'état des composants de la machine. L'isolation de l'information relative à chaque composant est un sujet très important pour le diagnostic. De manière traditionnelle, le traitement des signaux mécaniques fait appel aux outils classiques tels que les indicateurs scalaires (valeur moyenne, valeur RMS, kurtosis) et vectoriels (densité spectrale de puissance) qui supposent implicitement que les phénomènes étudiés sont stationnaires. Cependant, la stationnarité est souvent plutôt une hypothèse par défaut qu'une hypothèse de travail réaliste. En effet, les signaux mécaniques ont une structure complexe en raison des phénomènes évolutifs qui les génèrent, et sont constitués de différentes composantes :

- une partie du signal provient des phénomènes cycliques se produisant dans le système, comme la rotation des arbres, les chocs des engrènements, les mouvements existants au sein d'un roulement...,
- une partie aléatoire, due aux phénomènes parasites générés lors du fonctionnement

d'un système.

Ces signaux ne sont pas globalement stationnaires et il s'avère qu'une partie de l'information qu'ils véhiculent se situe justement dans cette non-stationnarité. En effet, ils ne sont pas indépendants du temps même si la vitesse de fonctionnement reste constante. Cependant, l'évolution des signaux vibratoires n'est pas aléatoire. Les événements se reproduisent de manière cyclique et d'une façon « à peu près » identique. Le terme « à peu près » constitue la non-stationnarité ; il existe une similitude de la réponse vibratoire d'un cycle de fonctionnement à l'autre. Les paramètres statistiques des signaux varient périodiquement, on a alors des signaux cyclostationnaires.

La cyclostationnarité permet d'en tirer pleinement parti dans le cas particulier où elle provient de phénomènes cycliques ou répétitifs. Il est alors possible d'adjoindre aux indicateurs classiques une dimension supplémentaire qui traduit l'évolution temporelle des phénomènes en synchronisation avec la cinématique de la machine ou, de manière duale, une « fréquence cyclique » qui traduit les jeux de modulation.

Les outils de diagnostic utilisés couramment n'utilisent pas d'indicateur de cyclostationnarité au sens propre. La plupart des procédures de diagnostic néglige la cyclostationnarité, en considérant le signal comme stationnaire. Cette approche est utilisée dans l'analyse spectrale, cepstrale et dans la combinaison de la transformée d'Hilbert et du spectre.

Il a été montré dans [RAC01] qu'il existe une relation étroite entre le spectre de puissance cyclique et le spectre d'enveloppe au carré. Cette relation est illustrée par l'équation (3.10),

$$\int_{f_1}^{f_2} S_X^{\alpha_i}(f) df = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |\hat{x}(t)|^2 \exp(-j2\pi\alpha_i t) dt \quad (3.10)$$

où :

$\hat{x}(t)$ est obtenu par filtrage passe-bande du signal $x(t)$ dans la bande fréquentielle $[f_1; f_2]$ choisie autour d'une haute fréquence de résonance où le rapport signal/bruit est très grand. Cette relation est vraie à condition que $\alpha_i \ll f_2 - f_1$, qui est une condition toujours satisfaite lorsqu'il s'agit du traitement de roulement à billes.

A noter que l'estimation de la corrélation spectrale nécessite un certain nombre de paramétrage et une charge de calcul importante. En pratique, il est préférable d'estimer la DSP de l'enveloppe du signal qui est plus simple à mettre en œuvre.

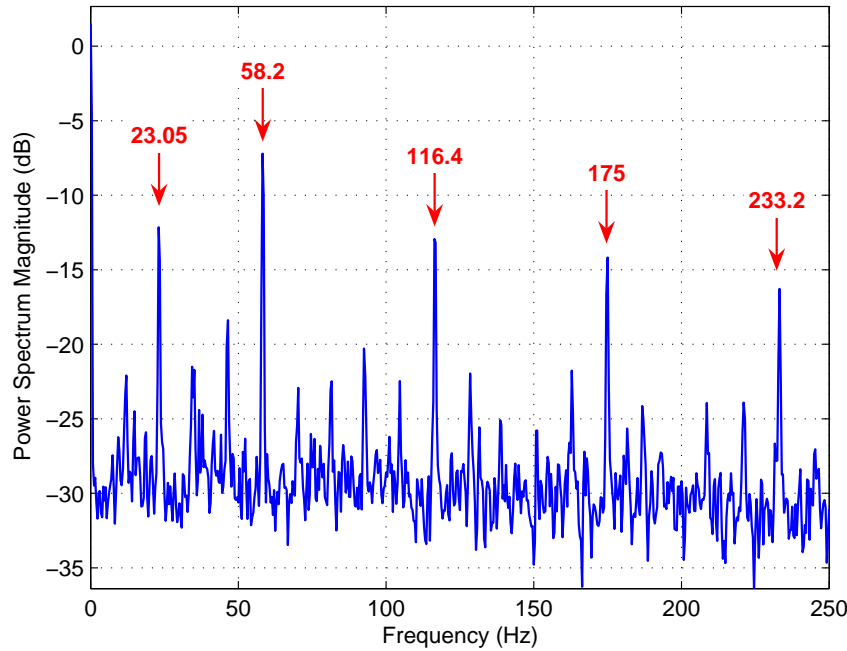


FIGURE 3.3: *DSP de l'enveloppe carré du signal vibratoire*

Pour illustrer cela, nous traitons le signal vibratoire provenant de notre banc d'essai décrit au chapitre 1 en présence d'un défaut de bague externe de roulement et quand la machine fonctionne à 75% de charge. Nous calculons l'enveloppe en démodulant le signal accélérométrique autour de 3 kHz avec une bande passante de 1 kHz. Le résultat, affiché à la figure 3.3, confirme la présence de l'anomalie à $\alpha = 58,2$ Hz. Il a été mentionné dans [AR05], que la modulation à 11,5 Hz (la fréquence de rotation/2) provient des fluctuations de la vitesse de l'arbre de rotation et donne des fréquences discrètes à $\alpha_i \pm 11,5$ Hz.

3.5 Application aux signaux électriques

Le signal de courant présente un comportement non-stationnaire lié au mode de fonctionnement de la machine et aux fluctuations de la phase électrique. Des travaux [BVT99], [BK03], [Sal97] ont ainsi appliqué des techniques de représentation temps/fréquence (transformation de Fourier à court terme, décomposition en ondelettes) dans le but d'identifier les signatures des défauts non plus uniquement dans le domaine fréquentiel mais dans le plan temps/fréquence. Cependant, il n'existe pas dans la littérature des travaux qui exploitent clairement les caractéristiques cyclostationnaires des signaux électriques et il nous

a semblé intéressant d'adapter ces outils de traitement du signal au cas des signaux électriques. Dans ce cadre, nous avons adapté le filtre de Wiener et nous l'avons utilisé pour réduire, voire éliminer, la dynamique du 50 Hz des courants électriques [IEGZ06, IEGY06] ; cela permet de mieux exploiter les fréquences associées à la partie mécanique et ouvre des perspectives pour la détection des défauts mécaniques. La méthode développée exploite la cyclostationnarité à l'ordre 1 des signaux électriques (tension et courant). Après resynchronisation des signaux selon le cycle électrique, les fluctuations de fréquences sont ainsi compensées. Le filtre de Wiener estimé par moyennage synchrone permet de faire ressortir la contribution purement électrique du courant (contribution cohérente à la tension réseau) et d'obtenir par différence le résidu lié à la charge (partie mécanique).

3.6 Post-traitement des signaux : Re-échantillonnage cyclique des signaux vibratoires et électriques

L'échantillonnage temporel des signaux est sensible aux fluctuations de la vitesse mécanique de la machine ainsi que les fluctuations du cycle électrique lorsqu'elles existent. Il se produit des variations dans le nombre d'échantillons acquis par cycle. Les acquisitions angulaires dont nous rappelons leurs mise en oeuvre technique, leurs avantages et leurs inconvénients en annexe C sont peu courantes. Les difficultés rencontrées avec ces acquisitions nous ont amenés à développer des algorithmes de re-échantillonnage angulaire a posteriori. Ces algorithmes permettent d'estimer le signal échantillonné angulairement à partir d'un signal échantillonné temporellement en exploitant un capteur de position, voire aucun capteur dans certaines applications [Bon04].

3.6.1 Échantillonnage angulaire a posteriori

Nous rappelons dans ce paragraphe une méthode générale d'échantillonnage angulaire a posteriori. Des éléments seront ensuite modifiés afin de passer en revue les divers algorithmes : du plus simple basé sur l'utilisation du signal codeur, au plus élaboré ne nécessitant pas de codeur optique [EAGD02, BER⁺05]. Le fait que cette méthode fonctionne sans besoin du codeur optique nous permet de l'adapter pour la re-synchronisation des signaux

électriques par rapport au cycle électrique. Une autre méthode de re-synchronisation des signaux électriques sera présentée ultérieurement.

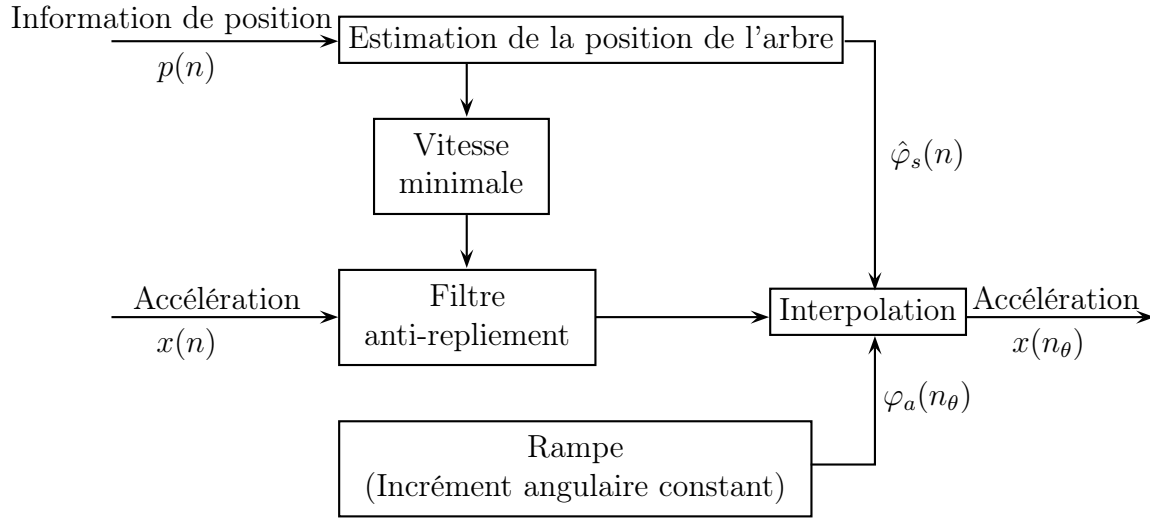


FIGURE 3.4: *Re-échantillonnage angulaire a posteriori* [Bon04]

La figure 3.4 montre le principe du re-échantillonnage angulaire a posteriori :

Outre le signal à re-échantillonner $x(n)$ (signal accélérométrique par exemple), un signal $p(n)$ contenant une information sur la position (le codeur optique par exemple) est nécessaire. Ces deux signaux peuvent être identiques si on estime la position à partir du signal accélérométrique. Il est important de noter que ces signaux sont préalablement acquis temporellement. $\varphi_a(n_\theta)$ est un incrément angulaire constant (rampe linéaire) pour des positions angulaires n_θ .

L'estimation de la position est la partie essentielle et la plus compliquée, mis à part cette partie, toutes les autres étapes sont les mêmes pour les algorithmes que nous allons présenter.

Estimation de la position et de la vitesse

Soit T_e la période d'échantillonnage. La suite $\varphi_s(n)$ des positions de l'arbre correspondant aux échantillons $x(n)$ est tout d'abord estimée à l'aide de $p(n)$. Cette étape va changer selon la méthode de re-échantillonnage employée. Elle fera l'objet d'un paragraphe entier. La position estimée ou phase $\hat{\varphi}_s(n)$ (en radians) permet également de calculer la

fréquence instantanée, c'est-à-dire la vitesse de l'arbre à l'aide de la relation :

$$f_{rot}(n) = \frac{1}{2\pi} \left. \frac{d\varphi_s(t)}{dt} \right|_{t=nT_e} \quad (3.11)$$

Où la notation $|_{t=nT_e}$ signifie évalué en $t = nT_e$. La dérivation pouvant être approximée dans le domaine discret par des différences.

Filtre anti-repliement

Le re-échantillonnage implique le respect des conditions de Nyquist. Malheureusement, l'intervalle de temps entre chaque échantillon n'est pas constant. Le filtre anti-repliement numérique est donc configuré selon la plus basse fréquence de rotation instantanée ainsi que le nombre d'échantillons par tour désiré après re-échantillonnage spr . Le plus grand intervalle de temps entre deux échantillons dans le domaine angulaire est donné par :

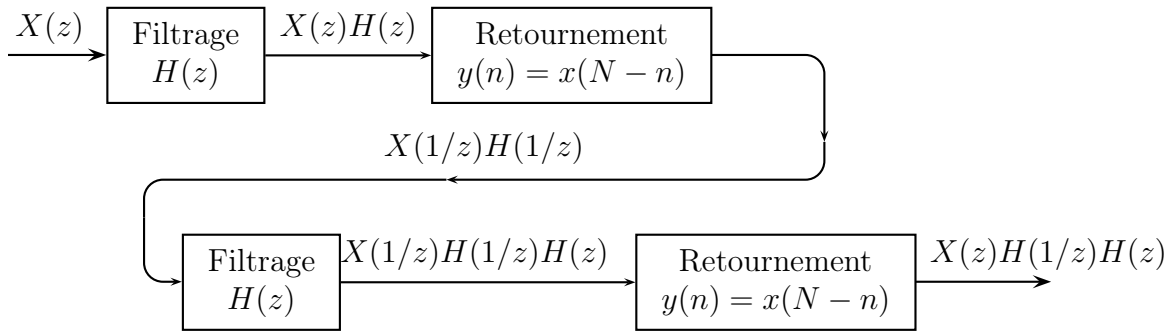
$$\Delta n_{max} = \frac{1}{spr \cdot \min[f_{rot}(n)]} \quad (3.12)$$

Dès lors la fréquence de Nyquist sera :

$$f_{Nyquist} = \frac{1}{2 \cdot \Delta n_{max}} \quad (3.13)$$

Il faudra prendre garde à ne pas déphaser le signal lors du filtrage en utilisant, de préférence, un filtre RIF symétrique (en compensant le retard pur) ou un filtre du type forward-backward tel que la fonction "filtfilt.m" dans matlab. Le principe du filtrage forward-backward est de filtrer une première fois le signal, de le retourner, de filtrer la version retournée puis de le retourner une nouvelle fois (figure 3.5). Ce type de filtrage n'agit pas sur la phase mais élève au carré l'amplitude du filtre associé. Par exemple, pour $z = e^{j\omega}$ la sortie devient $X(e^{j\omega})|H(e^{j\omega})|^2$

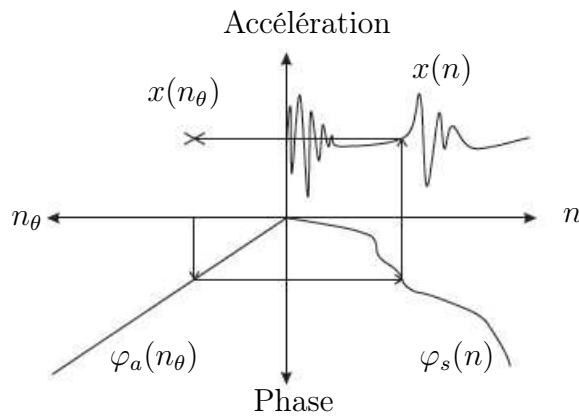
Comme la fréquence instantanée est une estimation, la fréquence de Nyquist est également une estimation. L'utilisation d'une marge de sécurité doit alors être envisagée. En pratique, il est possible de contourner cette étape en choisissant spr tel que pour la fréquence d'échantillonnage f_{ech} : $f_{Nyquist} > \frac{f_{ech}}{2}$. Dans ce cas, l'intervalle entre deux échantillons angulaires sera toujours inférieur ou égal à l'intervalle entre deux échantillons

FIGURE 3.5: *Principe du filtrage "forward-backward"*

temporels et le filtrage ne sera plus nécessaire. Si les fluctuations de vitesse sont faibles, la taille des signaux re-échantillonnés est alors voisine de la taille des signaux temporels.

Interpolation

A l'aide de $\varphi_s(n)$, il est possible par interpolation, d'estimer le signal accélérométrique pour des positions d'arbre correspondant à un incrément angulaire constant $\varphi_a(n_\theta) = \frac{2\pi}{spr} \cdot n_\theta$. La figure 3.6 illustre ce procédé pour un échantillon donné.

FIGURE 3.6: *Interpolation*

Des algorithmes détaillés de diverses méthodes d'interpolation se trouvent dans [PTVF07].

3.6.2 Estimation de la position

Utilisation du codeur ou du top tour

Des méthodes basées sur le codeur ou le top tour ont été décrites et analysées dans [FM97] (en utilisant des signaux synthétiques). Dans [Pot90], il est possible de trouver une comparaison avec les anciennes méthodes et un exemple d'application commerciale.

Le traitement s'effectue en deux étapes : acquisition des signaux (matériels) et traitement des données (logiciels). les signaux, y compris ceux émis par le codeur, sont acquis d'une manière temporelle. Tout d'abord, le temps d'arrivée de l'impulsion issue du codeur est calculé en utilisant un détecteur de front montant. La méthode la plus simple consiste à détecter le passage d'un seuil. Il est possible d'améliorer la précision en prenant en compte les échantillons suivants et précédents afin de réaliser une interpolation. Il est nécessaire d'utiliser une fréquence d'échantillonnage élevée vis à vis de la bande passante des signaux mécaniques pour détecter avec précision l'instant de franchissement du seuil. On sur-échantillonne donc les autres signaux. Une fois les impulsions détectées, la position de l'arbre est estimée. Soit le nombre d'impulsions par tour ppr fourni par le codeur ($ppr = 1$ dans le cas d'un top tour). Chaque instant détecté correspond à un incrément angulaire de $\Delta_\theta = \frac{2\pi}{ppr}$.

Bien que l'interpolation soit capable de fournir la phase à n'importe quel instant, la précision est limitée par le nombre de points par tour. En effet, si le signal tachymétrique est un top tour, on ne pourra pas obtenir une précision supérieure au tour. La vitesse estimée à l'intérieur du tour sera donc une vitesse moyenne lissée. Il conviendra donc de déterminer le nombre de points par tour selon la finesse de l'analyse choisie ou des contraintes matérielles. Un re-échantillonnage au top tour permettra d'obtenir des signaux avec un nombre constant de points par tour, mais ne compensera pas les variations de vitesse à l'intérieur du tour. Dès lors, ces variations de vitesse non compensées se retrouveront dans la contribution résiduelle (c'est-à-dire non périodique du signal). Fort heureusement les fluctuations de vitesse restent faibles (quelques pour mille voire quelques pour cent), dès lors, la contribution résiduelle engendrée sera de faible énergie. Néanmoins, cette erreur deviendra de plus en plus préjudiciable pour des méthodes de diagnostic travaillant en "hautes fréquences" (relativement au signal tachymétrique)

puisque la reconstruction sera basée sur un signal basse fréquence dans le cas d'un top tour. Dans [FM97], il est conclu qu'en théorie l'augmentation du nombre de points par tour doit apporter une amélioration. Néanmoins, il n'a été trouvé aucun test pour étayer cet argument. Cela s'explique notamment par l'inertie de la machine qui limite les fluctuations de vitesse haute fréquence, en agissant comme un filtre passe bas. Cette limitation réduit le nombre de points par tour minimal nécessaire pour obtenir de "bons résultats".

Une méthode hybride a été proposée dans [BMHM99] : K.M. Bossley propose d'ajouter à la carte d'acquisition un compteur rapide (c'est-à-dire un trigger analogique). La détection du top tour n'étant plus faite de manière logicielle mais matérielle, il n'est donc plus nécessaire de sur-échantillonner le signal. De plus, comme les mesures sont faites de manière externe elles sont plus précises.

Ces techniques ne nécessitent plus de chaîne d'acquisition angulaire mais imposent encore l'utilisation d'un codeur. Ce qui fait la différence avec la méthode proposée dans [EAGD02] et plus tard dans [BER⁺05] et qui exploite l'information contenue dans le signal accélérométrique. Cette méthode était développée pour des signaux d'engrenages, cela nous permet de l'utiliser pour re-échantillonner angulairement les signaux vibratoires et pour estimer la vitesse instantanée qui représente une grandeur mécanique importante pour le diagnostic.

Nous avons appliqué cette méthode pour re-échantillonner angulairement le signal accélérométrique acquis sur le moteur asynchrone présentant une défaillance au niveau du roulement qui soutient le rotor. Le signal vibratoire est re-échantillonné en utilisant le codeur optique. Nous présentons sur la figure 3.7 différents cycles correspondant à la rotation du roulement sélectionnés avec un pas de 2^n , $n = 0, 1, \dots, 6$. À noter que ces différents cycles correspondent à une seule réalisation. On peut remarquer, par l'allure des différents cycles et en exploitant la moyenne synchrone et la variance synchrone (tracées en haut de la figure 3.7), la présence de sept événements par tour. Ce résultat n'est pas étonnant puisque le roulement défectueux contient sept billes et ces chocs correspondent au passage des billes sur la surface endommagée du roulement. En revanche, nous suggérons utiliser la variance synchrone pour suivre l'évolution du défaut et déterminer sa taille par exploitation des largeurs des bosses. L'axe des abscisses correspond à l'angle de rotation θ_r ; Un petit calcul montre que la position angulaire relative à la surface défectueuse vaut

0,3 rd et par conséquent la taille du défaut vaut 0,1 mm (le rayon de la bague externe égale à 20,74 mm). C'est l'une des perspectives de ce travail qu'on propose la tester sur des roulements démontables afin de comparer toutes les grandeurs.

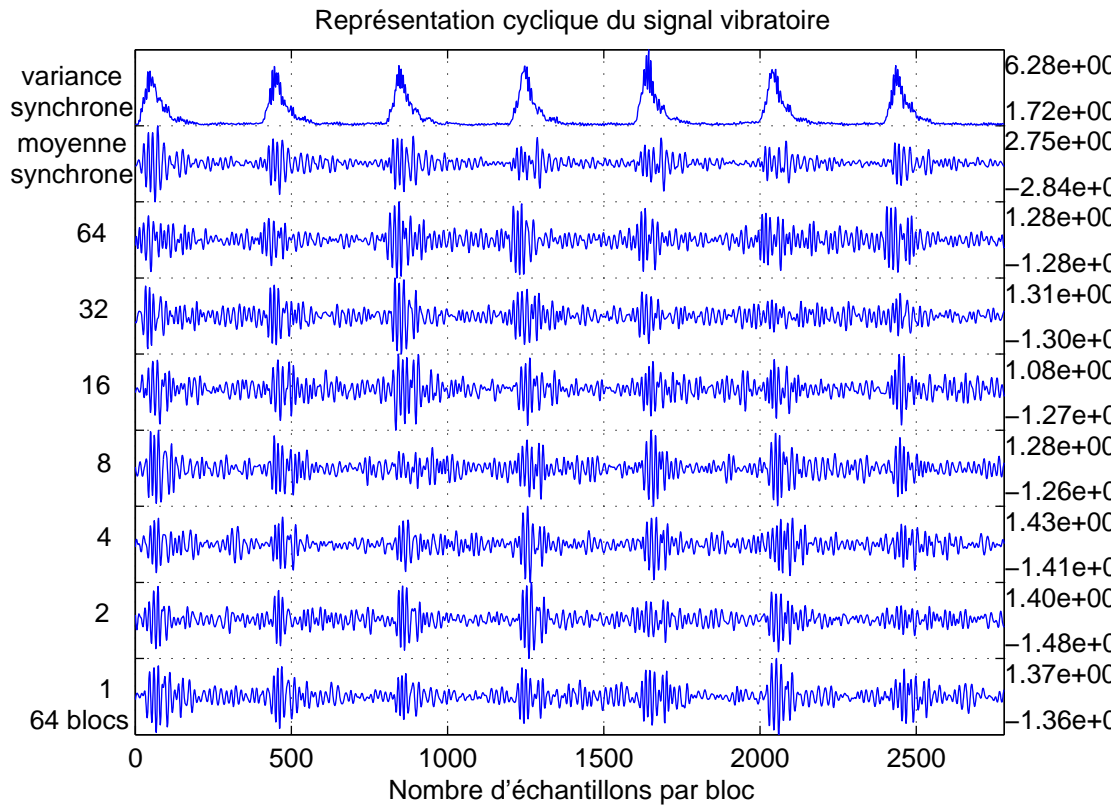


FIGURE 3.7: *Signal accélérométrique re-échantillonné*

Démodulation autour de la fréquence d'engrènement

Si le diagnostic de défaut mécanique à partir de la vitesse semble intéressant, il peut être contraignant car il nécessite un capteur de vitesse. Dans les systèmes mécaniques tournant à vitesse quasi-constante et présentant un réducteur, l'estimation de la vitesse peut être réalisée à partir de l'engrènement. Nous pouvons utiliser pour cela un capteur accélérométrique qui permet de mesurer cette fréquence d'engrènement et d'estimer par démodulation de fréquence les fluctuations de vitesse.

Modèle D'engrenage

La fréquence d'engrenage est traitée afin de déterminer la position et la vitesse de l'arbre. Cette méthode repose sur le modèle présenté par McFadden dans [McF86] et

plus récemment par Wang dans [Wan01] pour analyser l'effet des petites variations de la vitesse.

$$x(n) = \sum_{m=0}^M X_m [1 + a_m(n)] \cos [2\pi m T f_1 n + \phi_m + b_m(n)] \quad (3.14)$$

Où f_1 est la fréquence de rotation de l'arbre, T est le nombre de dents de la roue présente sur l'arbre d'entrée, $T.f_1$ est la fréquence d'engrènement, m est le numéro de l'harmonique de la fréquence d'engrènement ($m = 1$ pour le fondamental), X_m est l'amplitude de l'harmonique d'ordre m de fréquence mTf_1 , ϕ_m est la phase initiale, $a_m(n)$ et $b_m(n)$ sont les fonctions de modulation d'amplitude et de phase dues aux variations de la charge.

Dès lors, $a_m(n)$ est composée de deux signaux périodiques selon la période de rotation de la roue menante $1/f_1$ et de la roue menée $1/f_2$. Plus de détails concernant les signaux vibratoires sont répertoriés dans [ECG⁺01, Ran82]. Sans fluctuation de vitesse, le spectre (figure 3.8) d'un tel signal est composé de :

- D'un pic à la fréquence d'engrènement $f_{mesh} = Tf_1$ et ses harmoniques $m * f_{mesh}$;
- De bandes latérales : pics espacés de $q * f_1$ ($q = 1, 2, 3, \dots$) et $p * f_2$ ($p = 1, 2, 3, \dots$) autour de la fréquence d'engrènement (et de ses harmoniques). Ces bandes latérales, qui se manifestent en cas de défaut, sont dues à la modulation d'amplitude $a_m(n)$ du signal d'engrènement par les roues.

$x(n)$ est ensuite convolué avec la réponse de la structure mécanique. D'après le modèle, la fréquence de l'arbre f_1 et donc sa position (ou phase) est contenue dans la version temporelle du signal. Il sera alors exploité afin d'estimer la fréquence instantanée et détecter le défaut de roulement.

Estimation de la vitesse

Il est nécessaire de remplacer f_1 par $f_1(n)$ dans (3.14) afin de prendre en compte les fluctuations de vitesse. Chaque fréquence notée sans (n) sera maintenant considérée comme une fréquence moyenne. $b_m(n)$, variable en fonction du temps, peut être interprétée comme une fluctuation de phase et sera incluse dans $f_1(n)$. Le modèle devient alors :

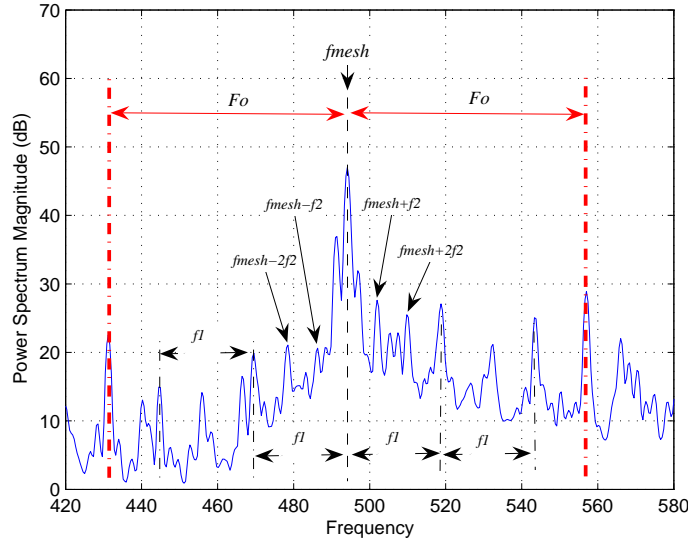


FIGURE 3.8: *Spectre du signal accélérométrique autour de l'engrenage*

$$x(n) = \sum_{m=0}^M X_m [1 + a_m(n)] \cos \left[\int_0^t 2\pi m T f_1(t) dt + \phi_m \right] \Big|_{t=nT_e} \quad (3.15)$$

L'idée est d'isoler la fréquence d'engrènement (ou une de ses harmoniques) en utilisant un filtre passe bande centré sur la fréquence d'engrènement. Le filtre extraira :

$$y(n) = X_m \times \cos \left[\int_0^t 2\pi m T f_1(t) dt + \phi_m \right] \Big|_{t=nT_e} \quad (3.16)$$

Le signal analytique associé avec $y(n)$ est utilisé pour extraire l'information de vitesse :

$$S_a(n) = X_m \times \exp \left[\int_0^t 2\pi j m T f_1(t) dt + \phi_m \right] \Big|_{t=nT_e}, j^2 = -1 \quad (3.17)$$

Ensuite, la phase du signal analytique est extraite :

$$\phi(n) = \left[\int_0^t 2\pi m T f_1(t) dt + \phi_m \right] \Big|_{t=nT_e} \quad (3.18)$$

Pour estimer la phase instantanée de l'arbre d'entrée (en d'autre terme la position angulaire en radian), il est nécessaire de diviser le signal par mT .

$$\varphi_s(n) = \frac{\phi(n)}{mT} = \left[\int_0^t 2\pi f_1(t) dt + \frac{\phi_m}{mT} \right] \Big|_{t=nT_e} \quad (3.19)$$

Finalement la fréquence instantanée est obtenue par :

$$f_{inst}(n) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_s(n)}{dn} \quad (3.20)$$

La phase instantanée correspond à la position angulaire de l'arbre d'entrée et la fréquence instantanée correspond à la vitesse de l'arbre d'entrée.

3.6.3 Re-synchronisation des signaux électriques

Nous avons voulu appliquer les statistiques cycliques sur les signaux électriques, mais nous avons remarqué que, d'un cycle à autre, nous avons un problème de dérive des cycles à 50 Hz.

La figure 3.9 représente une superposition de 1950 cycles électriques acquis d'une manière temporelle sur une durée de 40 secondes. La fréquence d'échantillonnage est de 25,6 kHz, ç-à-d nous avons 512 échantillons par cycle moyen du 50 Hz (25600/50). Chaque tranche est constituée de 512 échantillons chacune et nous représentons le maximum de chaque sinusoïde par une astérisque. Cela nous permet de visualiser une dérive qui met en évidence les fluctuations de période du signal électrique.

Outre les fluctuations liées au fonctionnement de la machine, il s'ajoute les fluctuations du secteur électrique. EDF garantit que dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale est comprise dans l'intervalle $50 \text{ Hz} \pm 1\%$. Ces petites fluctuations rendent l'analyse cyclique quasiment impossible si nous n'établissons pas un moyen pour compenser ou éviter ces fluctuations. D'où la nécessité d'une référence qui suit les fluctuations électriques et qui permet d'échantillonner les signaux courants et tensions d'une manière synchrone. Cela est très important pour supprimer la partie déterministe qui masque souvent l'information et pose un véritable problème d'exploitation des signaux électriques.

Échantillonnage synchrone

D'un point de vue technologique, et en faisant le rapprochement avec le cas des signaux mécaniques, l'échantillonnage synchrone direct des signaux électriques est envisageable en remplaçant le codeur optique ou le top tour par un générateur d'horloge PLL dont la

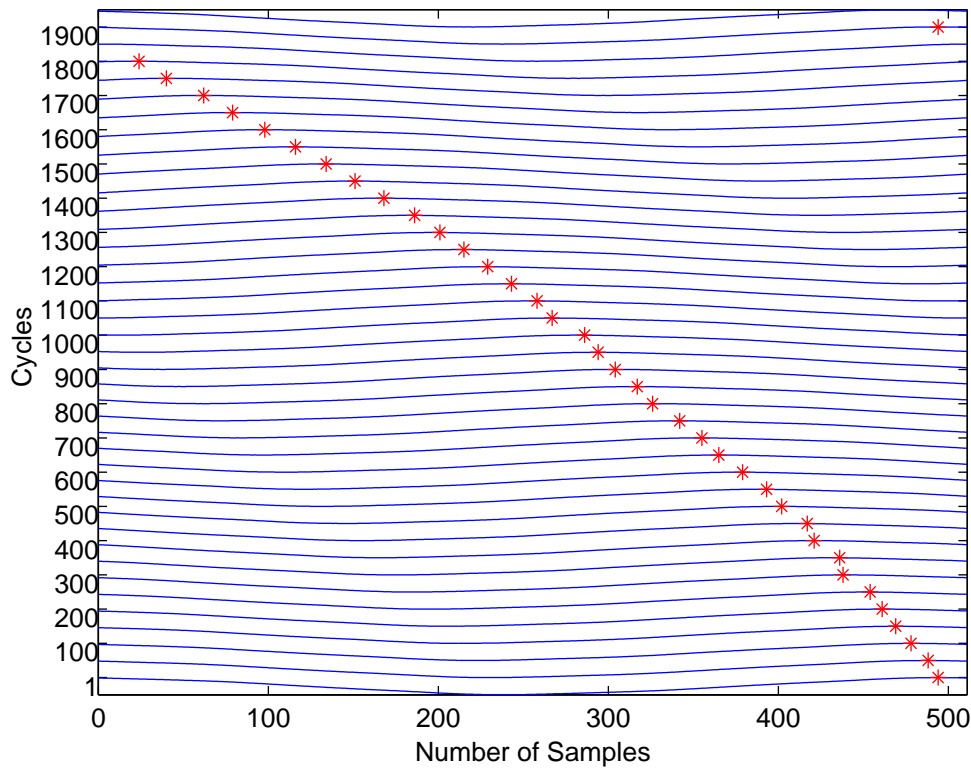


FIGURE 3.9: *Tracé de 1950 cycles de l'alimentation électrique*

fréquence est proportionnelle à la fréquence du secteur et suit ces fluctuations. Le principe de cette méthode est présenté sur la figure 3.10. l'appellation synchrone est relative au cycle électrique tandis que l'échantillonnage angulaire dépend de la position de l'arbre.

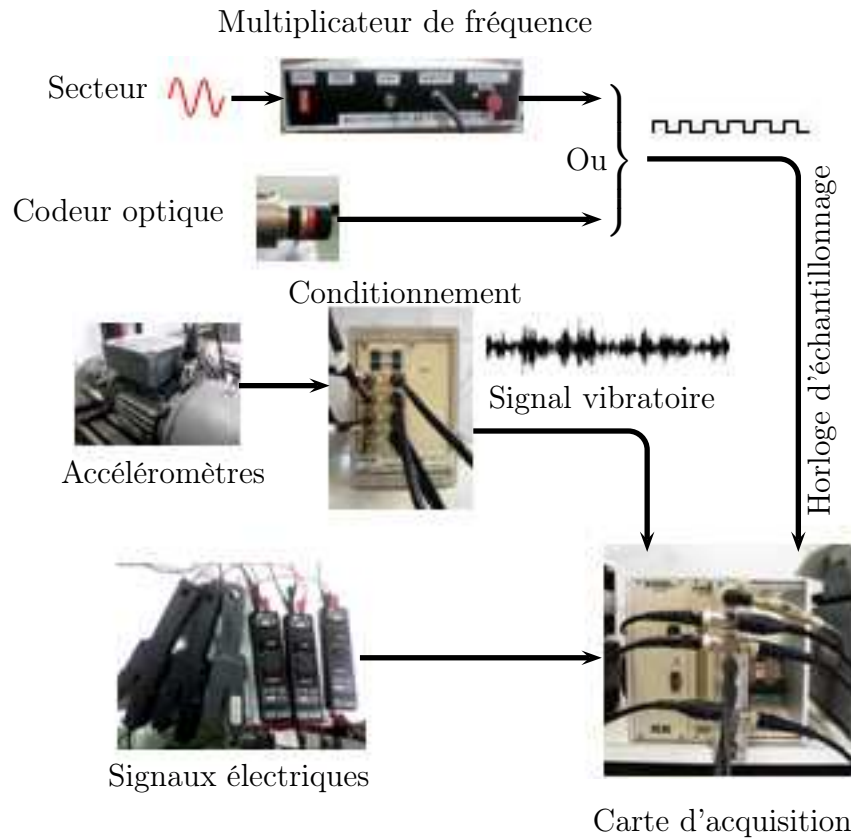
Le générateur de fréquence est alimenté d'une des phases qui alimentent la machine, il génère un signal carré d'amplitude 0-5 volts et de fréquence multiple de la fréquence d'alimentation. Ce signal sera alors utilisé comme horloge externe pour piloter la carte d'acquisition. Pour faire de l'échantillonnage angulaire, nous utilisons l'horloge provenant du codeur optique.

Un tel système présente des avantages importants :

- il fait réellement une acquisition synchrone, c'est la solution idéale,
- il n'est pas nécessaire de sur-échantillonner les signaux pour des post-traitements (on ne surdimensionnera donc pas la carte d'acquisition).

Néanmoins, il présente certains inconvénients :

- Les contraintes sur l'équipement réduisent le choix (horloge externe, ...). La majorité

FIGURE 3.10: *Échantillonnage synchrone*

des chaînes d'acquisition utilisent une horloge interne et ne disposent pas toujours d'entrée complémentaire permettant l'utilisation d'une horloge externe.

- Les multiplicateurs de fréquence n'arrivent pas à suivre les fluctuations rapides de la fréquence d'alimentation notamment en présence de commande électronique.
- Il arrive parfois que les trois phases électriques ne fluctuent pas de la même manière, ou encore une phase fluctue sans les autres ; par conséquent, cela perturbe l'acquisition vu que l'horloge est liée à la phase à laquelle est branché le générateur et du coup la synchronisation des signaux n'est pas fiable.

Ce genre de problème amène à développer des algorithmes de re-échantillonnage a posteriori. Ces algorithmes permettent de resynchroniser les signaux en temps différé.

Synchronisation par compensation du retard

L'objectif est de synchroniser les différents cycles électriques par rapport à une référence. A la fin de ce processus, tous les cycles peuvent être superposés. C-à-d que tous

les maximums de la figure 3.9, soient réalignés. Dans ce cas, les différents cycles sont synchrones.

Le processus de synchronisation est le suivant : nous découpons le signal tension en tranches correspondant à des cycles et chaque tranche contient un nombre entier d'échantillons, soit N . Dans notre cas $N = 512$ échantillons pour une fréquence d'échantillonnage de 25,6 kHz. Ensuite, nous estimons le décalage, en nombre d'échantillons, qui existe entre le premier cycle, pris comme référence, et les autres cycles. Il existe différentes façons d'estimer le décalage entre les sections telles que la corrélation, le passage par zéro et la détection des maxima. Nous calculons la corrélation entre le cycle de référence et le cycle à recaler. Nous obtenons un signal de taille $2N - 1$ ensuite nous détectons la position du maximum de la corrélation, soit N' . Le décalage est donc $N - N'$. Si le deux cycles sont déjà synchrones, N' vaut N et le décalage r est nul.

Nous rappelons que le retard dans le domaine temporel est l'équivalent d'une rotation de phase dans le domaine fréquentiel que nous utilisons pour synchroniser les différents cycles.

Une fois que tous les cycles sont synchrones, nous reconstruisons le signal en mettant les tranches synchronisées bout à bout et nous appliquons une moyenne glissante entre eux pour éviter le problème de discontinuité. Le courant sera synchronisé exactement de la même manière que la tension mais en utilisant les valeurs des retards estimés entre les cycles de la tension ; Cela présente l'intérêt de compenser les fluctuations de la fréquence d'alimentation indépendamment des fluctuations de fréquences causées par la charge mécanique, [IEGZ06], [IEGY06].

Le résultat de cette méthode est présenté par la figure 3.11 où sont superposés les différents cycles synchrones du signal courant. Nous remarquons par localisation des maxima que les fluctuations du 50 Hz sont compensées tandis que les fluctuations causées par la charge mécanique sont toujours présentes. Ces dernières seront utilisées pour diagnostiquer les défauts mécaniques.

Synchronisation par interpolation

Il est possible par interpolation de corriger la phase du signal électrique correspondant à un incrément angulaire constant $\varphi_a(n_\theta) = \frac{2\pi}{spr}.n_\theta$. spr correspond à un nombre entier

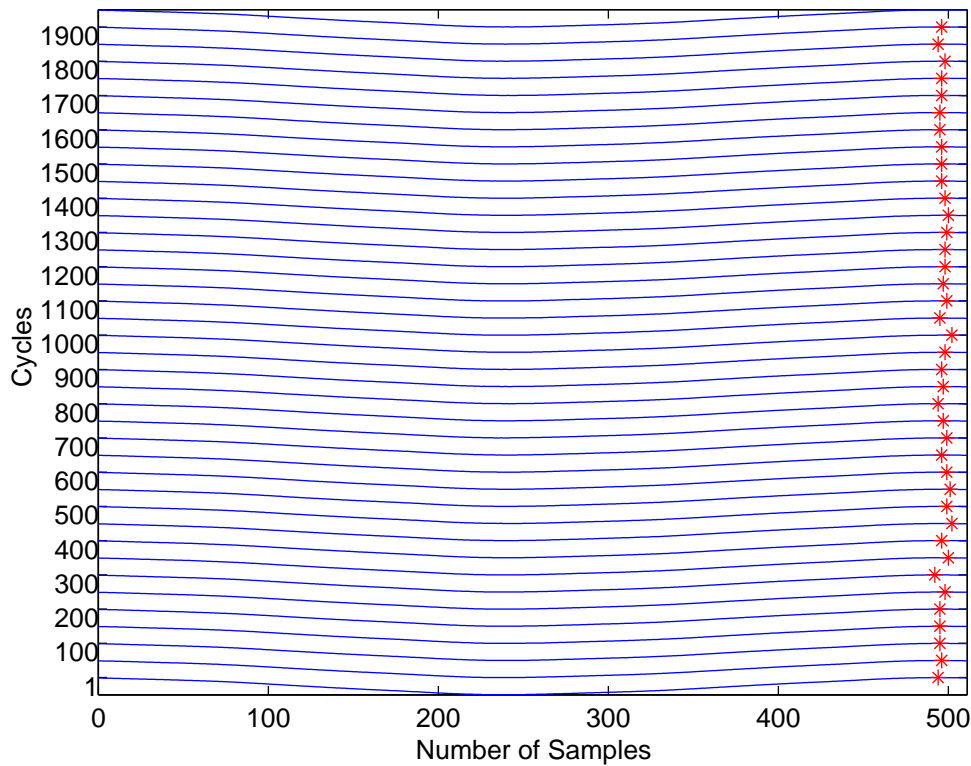


FIGURE 3.11: *Tracé de 1950 cycles du courant électrique*

d'échantillons. Par soucis de ne pas perdre la signature des fluctuations mécaniques, et vu que la tension (par hypothèse) ne contient que l'information électrique, nous allons corriger la phase du signal courant en re-échantillonnant ce signal par rapport à la phase de la tension. C'est la même idée que précédemment sauf que celle ci présente l'avantage d'être insensible aux perturbations mécaniques et permet de se synchroniser suivant le 50 Hz ou l'une de ses harmoniques.

Tous les paramètres sont maintenant connus pour lancer le processus de synchronisation. Nous choisissons de démoduler autour du 150 Hz, cela permet de se synchroniser trois fois par cycle de 50 Hz et d'être ainsi plus précis. On rappelle que les signaux temporels ont été échantillonnés à 25600 Hz, ce qui fait $25600/150 = 170.667$ échantillons par cycle du 150 Hz. Cela veut dire que les cycles ne peuvent pas être superposés vu que nous n'avons pas un nombre entier d'échantillons par cycle. En synchronisant, et par interpolation (spline), nous pouvons fixer un nombre d'échantillons entier pour envisager l'analyse synchrone.

Reprenons les signaux traités dans la section 3.6.3; nous synchronisons ces signaux par rapport à la phase instantanée de 150 Hz et nous choisissons d'avoir 170 échantillons par cycle du 150 Hz. Cela veut dire que nous aurons 510 échantillons par cycle du 50 Hz au lieu de 512 obtenu par échantillonnage temporel.

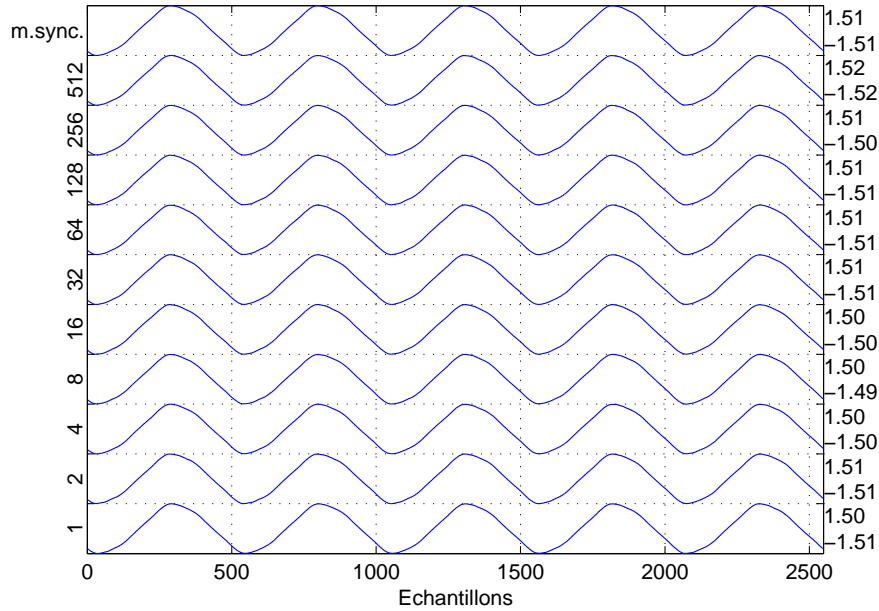
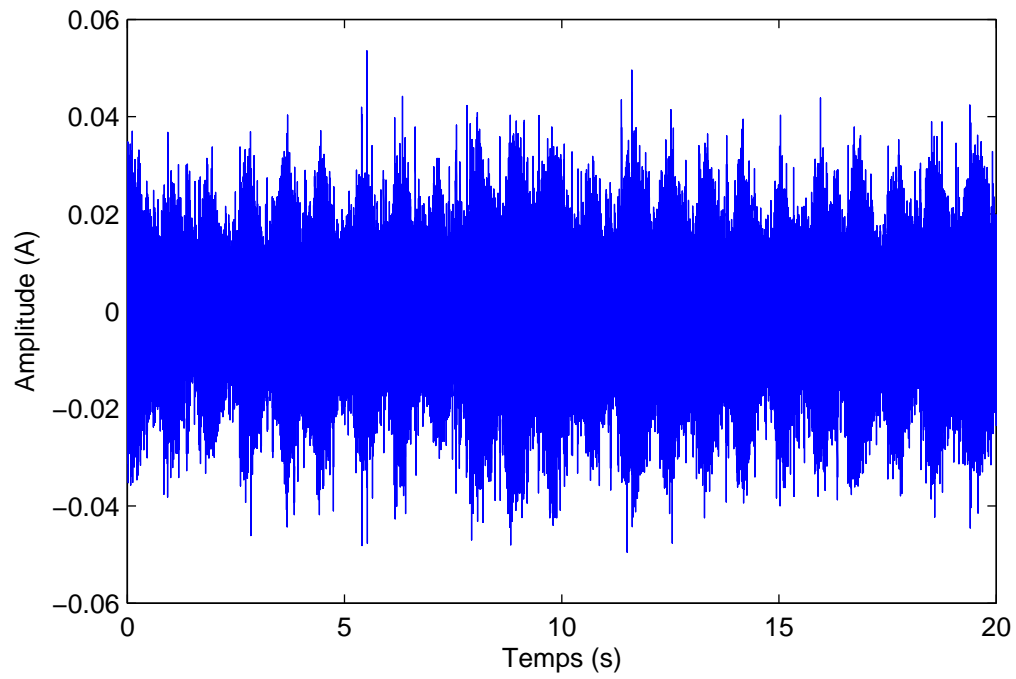
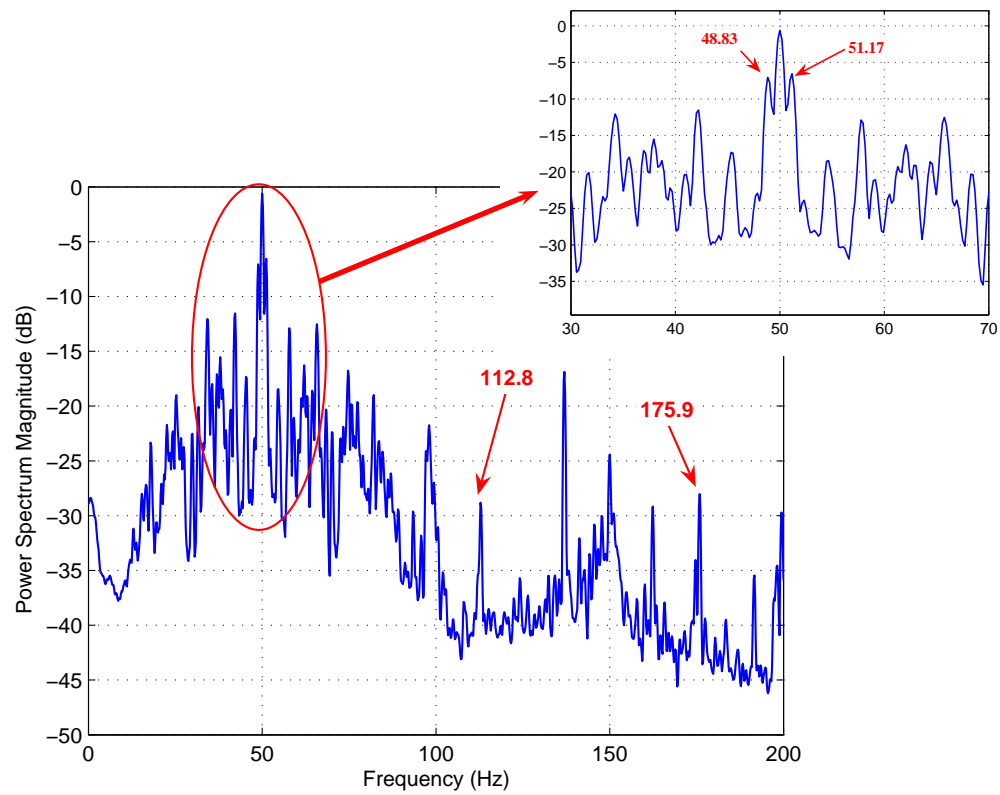


FIGURE 3.12: *Signal courant re-synchronisé*

Le courant synchronisé est représenté par la figure 3.12. Nous superposons 512 blocs dont chacun correspond à 5 cycles du 50 Hz. Le dernier bloc est la moyenne synchrone (la moyenne de tous les blocs), elle a la même allure que les autres blocs et varie entre un minimum de $-1,51$ ampère et un maximum de $1,51$ ampère. Le signal résiduel (figure 3.13) est obtenu par soustraction de la moyenne synchrone des autres blocs. En effet cette action réduit la contribution électrique et permet de mieux extraire l'information mécanique. La figure 3.14 présente la DSP du signal résiduel, il apparaît une réduction importante de la dynamique du 50 Hz et des ses harmoniques. En plus, l'information liée au défaut de roulement est bien présente à $112,8$ ($50 + 62,85$) et $175,9$ ($50 + 2 * 62,85$) Hz (voir paragraphe 1.4 pour la cinématique). Le plus important est que nous mettons en évidence l'apparition des fréquences, masquées auparavant par la forte dynamique du 50 Hz. Par exemple et en agrandissant la figure 3.14 autour du 50 Hz, nous détectons une modulation à $50 \pm 1,17$ Hz qui n'apparaissait pas sur le spectre du courant représenté

FIGURE 3.13: *Signal résiduel*FIGURE 3.14: *DSP du signal résiduel*

par la figure 4.3. En effet, cette modulation est la signature du glissement donné par l'expression $f_s(1 \pm 2g)$. Cela veut dire que nous avons un glissement moyen de 1,17% qui correspond bien à une vitesse moyenne du rotor égale à 24,7Hz. Ce résultat sera amélioré par l'utilisation du filtre de Wiener que nous abordons au chapitre 5.

3.7 Conclusion

Nous avons rappelé, dans ce chapitre, les bases théoriques de la cyclostationnarité et nous avons présenté quelques outils statistiques qui caractérisent les signaux cyclostationnaires. L'analyse des signaux électriques des machines tournantes a été principalement développée dans le cas stationnaire. L'introduction de méthodes d'étude adaptées aux signaux cyclostationnaires et proposées pour l'analyse de signaux vibratoires a été étendue aux signaux électriques.

Certaines analyses cycliques ne peuvent pas être pratiquées si la période cyclique n'est pas constante. Nous avons rappelé le principe de l'échantillonnage angulaire appliqué principalement aux signaux mécaniques et nous avons adapté et développé certains outils pour synchroniser les signaux électriques.

Il s'avère intéressant d'adapter les outils de traitement du signal aux cas des signaux électriques surtout qu'ils présentent naturellement une cyclostationnarité dans leurs caractéristiques statistiques (fréquence réseau). Dans le chapitre 5, nous allons adapter le filtre de Wiener au cas des signaux cyclostationnaires et nous présentons une application sur les signaux électriques.

Chapitre 4

Exploitation de la vitesse instantanée et du facteur de puissance instantané

L'étude théorique des effets des défauts mécaniques sur le courant électrique et les résultats des simulations présentés au chapitre 2, nous ouvrent de nouvelles voies de diagnostics des défauts basées sur l'exploitation de la vitesse et de la phase instantanées des signaux.

L'analyse spectrale par transformée de Fourier ou la densité spectrale de puissance trouve son utilité comme un premier outil d'analyse simple et rapide. Cependant, dans le cas des signaux non stationnaires, une analyse spectrale classique ne pourra pas être utilisée pour distinguer les deux phénomènes de modulation d'amplitude et de modulation de phase. Ceci est dû au fait que la modulation de phase correspond à une fréquence variant dans le temps. Ce signal est ainsi non stationnaire. La DSP effectue un moyennage fréquentiel du signal. Elle permet donc une description de la répartition de puissance dans le domaine fréquentiel, mais il est impossible de localiser la répartition de puissance en temps. C'est le cas inverse pour une représentation temporelle du signal : elle permet une localisation temporelle du signal, mais ne fait pas apparaître sa répartition fréquentielle. Les méthodes de type temps-fréquence sont des représentations d'un signal qui permettent une description de la répartition énergétique en temps et en fréquence. Ces méthodes sont adaptées au traitement des signaux non stationnaires.

Dans la suite, nous présentons différents moyens d'estimation de la fréquence instantanée. Nous présentons aussi une nouvelle méthode de détection de défaut mécanique à

partir de la phase instantanée du courant électrique et nous discutons de son utilité dans le contexte de notre étude.

4.1 Fréquence Instantanée

4.1.1 Définition

La fréquence instantanée est une caractéristique importante du signal qui est présente dans de nombreux domaines. C'est un concept intimement lié à l'analyse en temps-fréquence, où il peut être obtenu à partir d'une distribution temps-fréquence (DTF). La fréquence d'un signal est en général une quantité qui est définie indépendamment du temps. Néanmoins, dans le cas de signaux non-stationnaires, l'introduction de la notion de fréquence instantanée peut s'avérer utile pour l'analyse. Physiquement, il est important de noter que le signal analysé doit être impérativement un signal à mono-composante spectrale ; dans le cas des signaux à multi-composantes, le concept de la FI n'est plus valide [LT97]. Deux définitions de base sont proposées dans la littérature pour calculer la fréquence instantanée, la première basée sur la représentation temps-fréquence du signal étudié, et l'autre, que nous allons utiliser, est défini comme étant la dérivée de la phase du signal analytique associé au signal étudié. La fréquence instantanée $f_i(t)$ d'un signal analytique $z(t) = a(t) * e^{j\phi(t)}$ contenant une seule composante est définie comme étant la dérivée de sa phase :

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (4.1)$$

Le signal analytique $z(t)$ est un signal complexe contenant les mêmes informations que le signal réel $x(t)$. Contrairement au signal réel, le signal complexe contient uniquement les fréquences positives. Il est construit à partir du signal réel en utilisant la transformée de Hilbert symbolisée par l'opérateur H (Annexe B) :

$$z(t) = x(t) + jH[x(t)] \quad (4.2)$$

avec :

$$H(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(t - \tau)}{\pi \tau} d\tau \quad (4.3)$$

4.1.2 Algorithme de traitement

Deux moyens techniques d'estimation de la fréquence instantanée de rotation ont été abordés au chapitre 3. Nous avons vu qu'il est possible, soit en utilisant le codeur optique soit le signal accélérométrique, d'estimer la phase instantanée et par conséquent la fréquence instantanée. Nous décrivons ici l'algorithme de traitement utilisé dans le deux cas. La méthode utilisée procède en 5 étapes :

- Filtrage passe bande autour d'une fréquence d'intérêt : la fréquence d'engrenage (ou l'une des ses harmoniques) si nous utilisons le signal vibratoire, soit autour de la fréquence fondamentale du codeur optique si nous estimons la vitesse à partir du codeur optique,
- Calcul du signal analytique du signal filtré,
- Calcul de la phase du signal analytique,
- Calcul de la fréquence instantanée,
- Calcul de la densité spectrale de puissance de la fréquence instantanée.

4.1.3 Détection du défaut en utilisant la fréquence instantanée mécanique

Le défaut résulte d'une dégradation naturel de bague externe du roulement qui soutient le rotor du coté du réducteur. Ce défaut apparaît à chaque passage des billes sur la surface défectueuse. Il produit des chocs qui perturbent le couple et la vitesse de la machine. D'où l'intérêt de traiter le signal vitesse pour détecter ce type de défauts.

Le signal codeur optique est échantillonné à une fréquence de 102400 Hz. Ce signal est filtré dans la bande passante 16000 - 34000 Hz autour de sa fréquence fondamentale. La figure 4.1 représente la densité spectrale de puissance de la vitesse instantanée estimée à l'aide du codeur optique. Les plus fortes composantes dans ce spectre sont liées à la fréquence de rotation 24,71 Hz et ses harmoniques. La signature du défaut de bague externe est localisée à 62,89 Hz avec ses harmoniques, mais avec des niveaux d'amplitudes

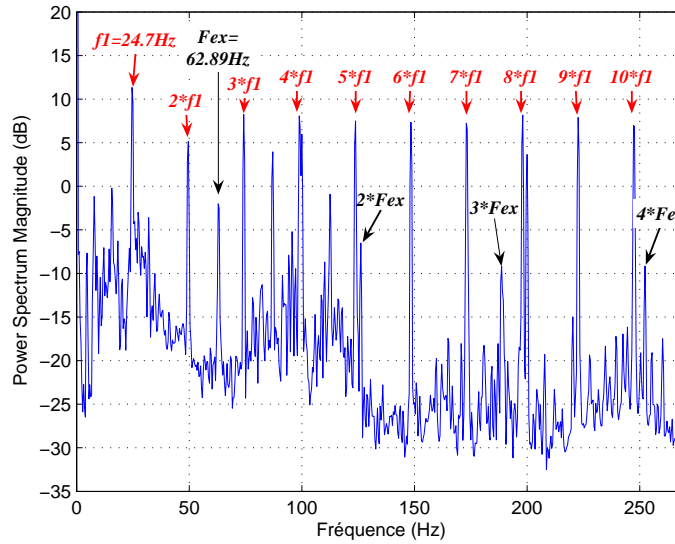


FIGURE 4.1: *DSP de la fréquence instantanée estimée à partir du codeur optique.*

moins importants que pour la fréquence de rotation.

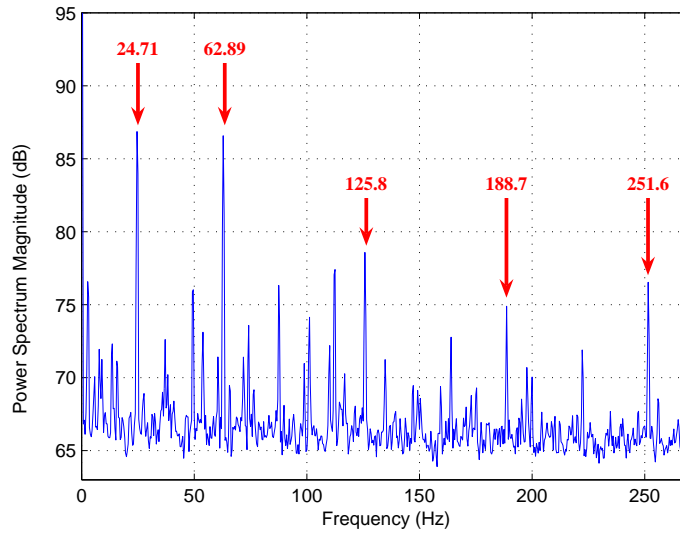


FIGURE 4.2: *DSP de la fréquence instantanée estimée à partir du signal accélérométrique.*

Ce n'est pas le cas de la figure 4.2 qui représente la DSP de la fréquence instantanée estimée à partir du signal vibratoire par une démodulation de fréquence autour de la fréquence d'engrenage 494 Hz. Ce spectre montre un peigne des raies à 62,9 Hz et ses harmoniques correspondant à la signature du défaut de bague externe. Nous pouvons remarquer que la vitesse instantanée estimée à partir du signal vibratoire favorise les informations relatives aux défauts mécaniques, l'information de la vitesse est présente mais

plus difficilement exploitable. La vitesse instantanée estimée à partir du codeur optique porte de plus amples informations sur la rotation de la machine, ce qui est normale, on retrouve cependant les défauts mécaniques dans les raies fréquentielles sous-jacentes.

Ces résultats prouvent que, expérimentalement, l'incidence des défauts agit immédiatement sur le couple et la vitesse de la machine avec des perturbations périodiques relevant de la signature du défaut.

4.2 Exploitation des signaux électriques

4.2.1 Problématique

L'effet des défauts naissants est très minime sur le courant électrique. Les plus grandes dynamiques présentent dans le spectre du courant (figure 4.3) se produisent à la fréquence d'alimentation électrique et ses harmoniques.

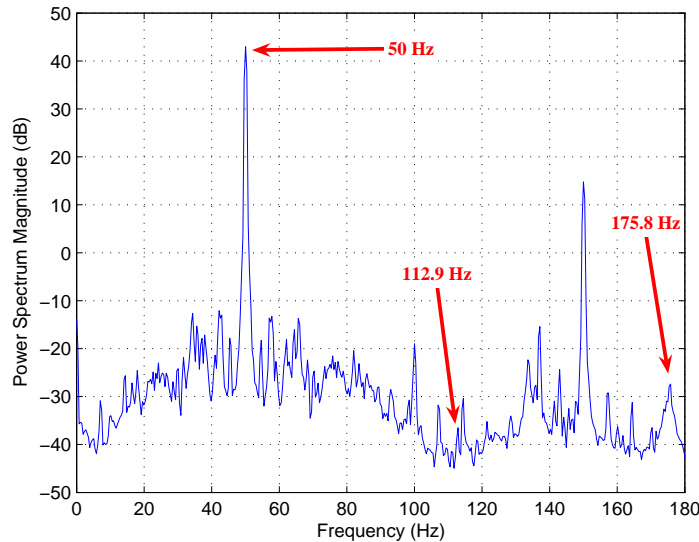


FIGURE 4.3: *DSP du courant d'une phase statorique.*

Comme nous le remarquons sur ce spectre, les composantes fréquentielles liées au défaut de roulement sont relativement petites si nous les comparons aux autres composantes fréquentielles du spectre. Elles sont masquées par le bruit et leur détection n'est pas évidente. La figure 4.3 montre une grande différence entre les amplitudes des composantes fréquentielles à 50 Hz et celle à $50 + 62,9 = 112,9$ Hz (62,9 Hz correspond à la signature

du défaut de bague externe) égale à 78 dB. La détection de ces composantes de défaut de roulement dans le spectre du courant est un problème non évident. Nous avons discuté de ce problème dans [BIGB08], [IEGY06], [IEGZ06] et nous avons utilisé le filtre de Wiener pour réduire la dynamique du 50 Hz par rapport aux composantes fréquentielles associées aux défauts de roulement et à la charge mécanique. Nous reviendrons sur ce sujet en détail dans le chapitre 5.

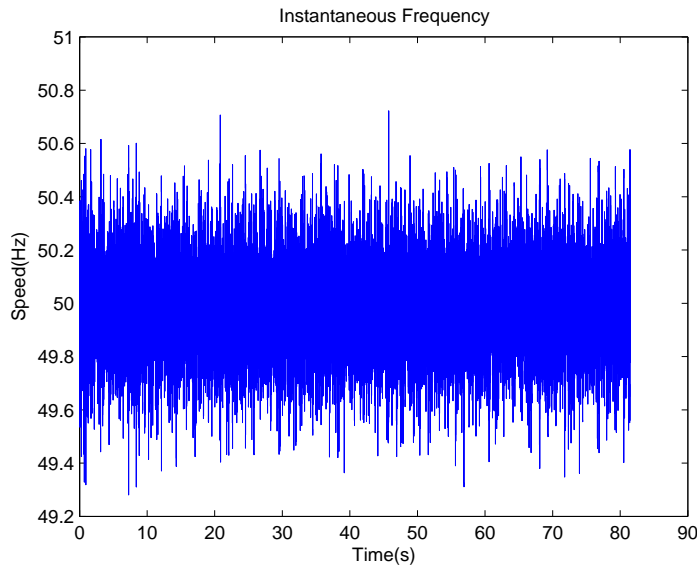
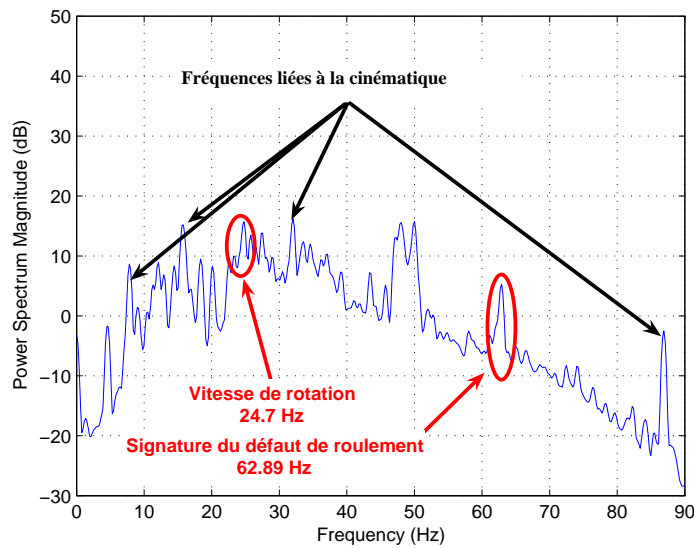
Une analyse spectrale du courant n'est pas aisée pour détecter le défaut de roulement. En effet, nous devons supprimer les composants électriques pour faciliter la détection de défauts et permettre une meilleure exploitation du signal. Nous allons en outre mettre en place une nouvelle méthode basée sur le facteur de puissance instantanée qui extrait les informations mécaniques par des mesures électriques.

4.2.2 Estimation de la fréquence instantanée électrique

L'effet d'un défaut de roulement sur le courant statorique a été étudié au chapitre 2. Nous avons montré qu'un tel défaut génère des oscillations dans le couple et la vitesse de rotation de la machine qui se reflètent sur le courant statorique sous forme d'une modulation de phase et ces modulations peuvent être détectées par exploitation de la fréquence instantanée du courant [IGEB08c].

En utilisant le même algorithme décrit précédemment mais en démodulant autour du 50 Hz, nous obtenons les résultats suivants :

La figure 4.4 représente l'évolution temporelle de la fréquence instantanée du courant statorique. Elle fluctue autour d'une valeur moyenne égale à 49,97 Hz sans avoir la possibilité de déterminer l'origine de ces fluctuations. Tandis que la représentation spectrale par la figure 4.5 montre des composantes fréquentielles relevant du défaut de bague externe localisées à 62,89 Hz, nous pouvons également détecter la vitesse de l'arbre à 24,7 Hz. Il existe aussi d'autres fréquences liées à la cinématique de la machine (voir paragraphe 1.4). Ces résultats soutiennent les études théoriques du chapitre 2 à savoir que les défauts mécaniques et plus particulièrement les défauts du roulement induisent une modulation de phase sur le courant électrique qui peut être détectée par exploitation de la fréquence instantanée.

FIGURE 4.4: *Représentation temporelle de la fréquence instantanée.*FIGURE 4.5: *DSP de la fréquence instantanée du courant.*

4.2.3 Méthode directe d'estimation du facteur de puissance instantané (FPI)

Dans une machine asynchrone triphasée fonctionnant en régime sain, la tension de ligne V_a est en avance de phase de α par rapport au courant I_a , et $\cos \alpha$ est le facteur de puissance. En plus, la machine est alimentée par une source de tension triphasée et équilibrée, cela impose que la tension V_b soit en retard de phase de $2\pi/3$ par rapport à

V_a et en avance de $2\pi/3$ par rapport à V_c . Le même raisonnement est suivi pour les trois courants de phases statoriques.

$$V_a(t) = U_m \cos(\omega_s t) \quad (4.4)$$

$$V_b(t) = U_m \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \quad (4.5)$$

$$V_c(t) = U_m \cos(\omega_s t + 2\pi/3) \quad (4.6)$$

$$I_a(t) = I_m \cos(\omega_s t - \alpha) \quad (4.7)$$

$$I_b(t) = I_m \cos(\omega_s t - \alpha - 2\pi/3) \quad (4.8)$$

$$I_c(t) = I_m \cos(\omega_s t - \alpha + 2\pi/3) \quad (4.9)$$

avec U_m , I_m et ω_s sont respectivement la tension maximale, le courant maximal et la pulsation de l'alimentation électrique.

Les oscillations du couple impliquent des variations dans le facteur de puissance, et nous définissons dans ce cas le facteur de puissance instantané $\cos \alpha(t)$, le déphasage α sera remplacé par $\alpha(t)$ dans les équations (4.7)-(4.9). Le but maintenant est d'estimer la variable $\alpha(t)$ afin de relever l'information liée au défaut de roulement [IEGB08].

Dans un premier temps nous avons procéder comme suit :

1. Estimation du signal analytique I_Z
2. Multiplication du signal analytique par $-\exp(j\omega_s t)$; C'est une démodulation pour éliminer la fréquence d'alimentation électrique. Nous obtenons le signal $I_m \exp(j\alpha(t))$
3. Estimation de la phase pour extraire $\alpha(t)$

La fréquence de l'alimentation électrique n'est pas constante et nous avons remarqué qu'il y a des légères fluctuations autour du 50 Hz (§ 3.6.3). Cela introduit des erreurs lorsqu'on multiplie par $-\exp(j\omega_s t)$. En réalité la pulsation électrique du courant et de la tension est égale à $\omega_s \pm \delta\omega_s$.

Les équations (4.4) et (4.7) seront réécrites sous la forme :

$$V'_a(t) = U_m \cos[(\omega_s \pm \delta\omega_s)t] \quad (4.10)$$

$$I'_a(t) = I_m \cos[(\omega_s \pm \delta\omega_s)t - \alpha(t)] \quad (4.11)$$

Comme les fluctuations $\delta\omega_s$ sont aléatoires, nous avons modifié la méthode décrite ci-dessus en introduisant l'utilisation conjointe du courant et de la tension.

Les signaux analytiques du courant et de la tension sont de la forme :

$$V_Z(t) = U_m \exp [(\omega_s \pm \delta\omega_s)t] \quad (4.12)$$

$$I_Z(t) = I_m \exp [(\omega_s \pm \delta\omega_s)t - \alpha(t)] \quad (4.13)$$

En estimant les phases puis, par soustraction, nous pouvons extraire seulement $\alpha(t)$ (4.14)

$$\begin{aligned} \Phi_V(t) &= (\omega_s \pm \delta\omega_s)t \\ \Phi_I(t) &= (\omega_s \pm \delta\omega_s)t - \alpha(t) \\ \implies \alpha(t) &= \Phi_V(t) - \Phi_I(t) \end{aligned} \quad (4.14)$$

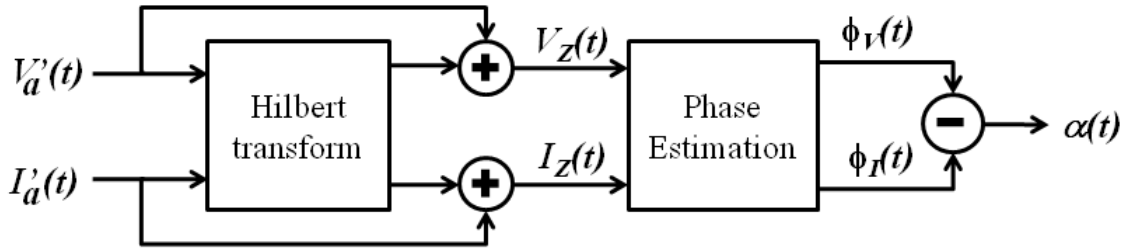


FIGURE 4.6: *Estimateur du facteur de puissance instantané.*

La figure 4.6 résume toutes les étapes, nous présentons l'application sur les signaux réels dans la section suivante.

4.3 Résultats expérimentaux

La figure 4.3 montre que la détection des défauts du roulement par exploitation directe du spectre du courant n'est pas évidente. Ce qui nous pousse à élaborer des nouvelles méthodes qui permettent une meilleure détermination des défauts. Ceci est possible si nous exploitons le facteur de puissance instantané (FPI) ainsi que la puissance instantanée (PI)

parce que, théoriquement, nous ne retrouvons pas les composantes liées à la contribution électrique et en particulier la pulsation électrique. Le FPI est calculé dans les 2 cas : état sain et état défectueux (défaut de bague externe du roulement). La figure 4.7 montre l'évolution temporel du déphasage entre le courant et la tension en présence du défaut. Ce signal fluctue autour d'une valeur moyenne de 0.6368 rd et les fluctuations varient entre 0,6779 rd et 0,5963 rd. Cela signifie que le FPI varie entre 0,7789 et 0,8274 avec une valeur moyenne de 0,804. L'analyse spectrale du FPI représente mieux le contenu de

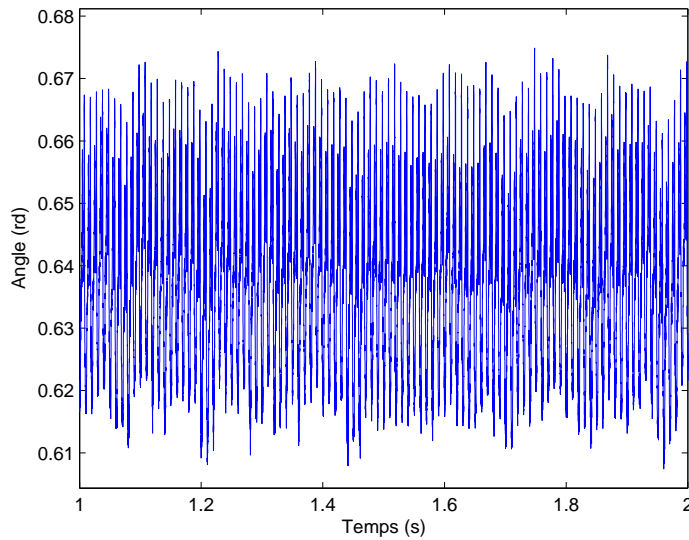


FIGURE 4.7: *Déphasage courant-tension.*

ce signal et nous localisons le défaut de bague externe à 62,89 Hz comme indiqué sur la figure 4.8. Les résultats sont analysés par la densité spectrale de puissance; la ligne en trait (couleur rouge) correspond au cas défectueux et on note clairement la présence du défaut à 62,89 Hz alors que cette composante ne se manifeste pas dans le cas sain. Nous pouvons aussi détecter les harmoniques du défaut comme c'est montré sur la figure 4.9. L'apparition d'une raie spectrale à 24,61 Hz correspondant à la vitesse de l'arbre du rotor peut être expliquée par le fait que les fluctuations du couple impliquent des fluctuations de vitesse.

Pour évaluer les performances de cette méthode, nous la comparons avec la puissance instantanée. La relation entre la puissance électrique et le couple électromagnétique est

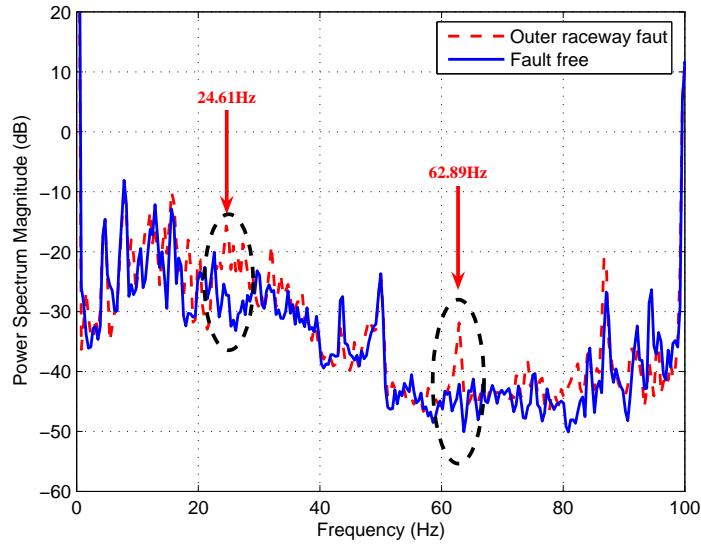


FIGURE 4.8: *DSP du FPI : - - - Défaut de roulement et — Sans défaut.*

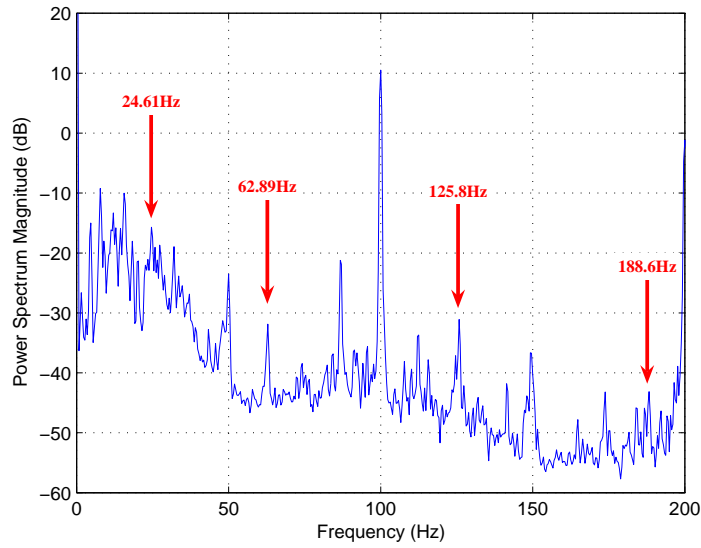


FIGURE 4.9: *DSP du facteur de puissance instantané.*

donnée par la relation suivante :

$$P_{abc} = T_{em} * \omega_s / p \quad (4.15)$$

avec : ω_s , la pulsation du courant et p est le nombre de paire de pôles.

Le rapport ω_s / p est constant, donc les fluctuations de couple apparaissent directement sur la puissance instantanée. Pour mettre en valeur ces fluctuations, nous traiterons dans

la suite la puissance instantanée et nous rappelons tout d'abord la méthode de calcul fondée sur la mesure des courants et tensions de trois phases statoriques. Les tensions phase-phase sont calculés par :

$$U_{ab} = V_a - V_b \quad (4.16)$$

$$U_{cb} = V_c - V_b \quad (4.17)$$

Les puissances instantanées partielles P_{ab} et P_{cb} sont calculées en multipliant U_{ab} par I_a et U_{cb} par I_c :

$$P_{ab} = U_{ab} * I_a \quad (4.18)$$

$$P_{cb} = U_{cb} * I_c \quad (4.19)$$

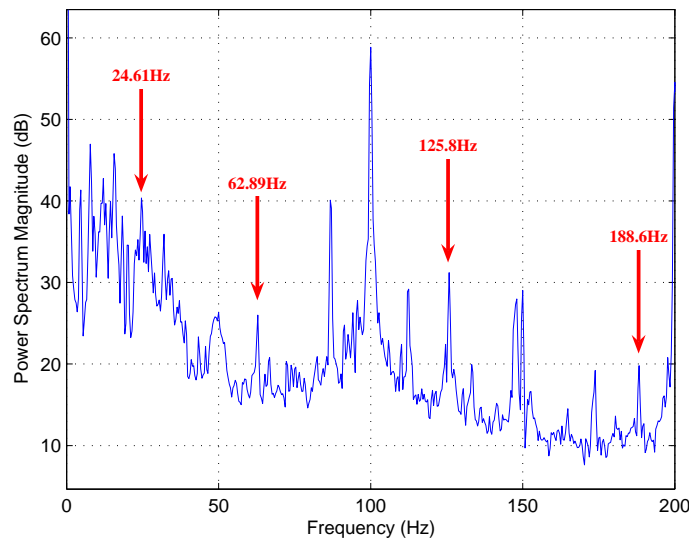


FIGURE 4.10: *DSP de la puissance instantanée.*

Finalement la puissance instantanée totale P_{abc} est calculée en additionnant le deux puissances partielles :

$$P_{abc} = P_{ab} + P_{cb} \quad (4.20)$$

En présence d'un défaut, les oscillations du couple impliquent des variations dans le facteur de puissance et dans ce cas α sera remplacée par $\alpha(t) = \omega_{osc}t + \alpha_0$, où ω_{osc} est la pulsation du défaut.

Finalement, la puissance instantanée sera :

$$P_{abc}(t) = \frac{3}{2}U_m I_m \cos(\alpha(t)) \quad (4.21)$$

L'équation (4.21) souligne l'étroite relation entre l'PI et l'FPI, cela justifie la grande ressemblance dans leurs spectres de puissance (figures 4.9 & 4.10) à l'exception d'un facteur de gain égale à $20 * \log(\frac{3}{2}U_m I_m)$.

L'utilisation de l'FPI est plus avantageuse que l'PI. Nous pouvons citer les points suivants :

- L'FPI se calcul à partir d'une seule phase statorique,
- Le calcul de l'PI nécessite l'acquisition de trois courant et trois tensions et cela demande plus d'équipements (pinces ampèremétriques, sondes différentielles, câbles,...) et un système d'acquisition avec 6 voies au moins.

4.4 Conclusion

Bien que l'analyse spectrale classique soit un outil incontournable du traitement des signaux harmoniques et/ou stationnaires, elles repose cependant sur un concept de fréquence qui est exclusif de toute évolution temporelle, ne permettant pas de donner commodément un sens à la notion pourtant intuitive de fréquence instantanée. D'où la nécessité de chercher les méthodes temps-fréquences et les différentes techniques d'estimation de la fréquence instantanée. La vitesse instantanée a été calculée par des algorithmes qui s'adaptent suivant la nature des capteurs et la nature des signaux pour arriver à extraire l'information utile concernant le défaut de roulement. Nous avons ensuite étudié les signaux électriques et mécaniques de la machine asynchrone dans le domaine fréquentiel en utilisant principalement le périodogramme. Cette approche nous a permis d'identifier les signatures fréquentielles causées par les fluctuations de couple. Nous avons introduit une nouvelle méthode de diagnostic basée sur l'exploitation du facteur de puissance instantané qui permet d'estimer directement les modulations de phase et permet une meilleure

detection des défauts de roulement et des oscillations du couple.

Chapitre 5

Correlospectre

Le signal courant électrique peut être vu comme un signal utile, perturbé par un signal bruit d'origine mécanique ou d'autre bruits de mesures. Dans ce cas de figure, les méthodes de réduction de bruit tel que le filtre de Wiener [[Wie50](#)] peuvent apporter des solutions pour détecter des défauts mécaniques. On supposera que les signaux électriques sont décorrélés de la rotation du rotor donc de tout événement mécanique lié à la rotation. Ce qui peut être vérifié dans le cas d'une machine asynchrone. Cette propriété est importante pour l'estimation du filtre de Wiener dont l'hypothèse de base est que le signal utile doit être décorrélé du bruit.

5.1 La réduction du bruit

5.1.1 Introduction

Les méthodes de réduction de bruit sont des outils attrayants pour réduire le bruit en exploitant les connaissances a priori. Dans ce concept, le bruit est définie comme tout type de perturbation indésirable, qu'il soit d'origine électrique, acoustique, vibratoire, ou de toute autre origine. Les algorithmes de réduction du bruit impliquent habituellement un système numérique qui annule le bruit primaire basé sur le principe de la superposition ; spécifiquement, un bruit estimé d'amplitude égale et de même phase (ou en opposition) est généré et soustrait (ou ajouté) au bruit primaire, ainsi ayant pour résultat l'annulation des deux bruits. La figure [5.1](#) montre un système typique de réduction du bruit. Dans ce

système, une observation bruitée $y(n)$ enregistrée par un premier capteur inclut une partie signal $x(n)$ et du bruit $b_1(n)$. Un deuxième capteur placé dans le champ de bruit capte le signal $b_2(n)$. Alors, par traitement numérique du signal, on génère une estimation du bruit primaire $\hat{b}(n)$. Après soustraction, le signal désiré $\hat{x}(n)$ est récupéré. Normalement, le bruit mesuré par le deuxième capteur a la même source que le bruit primaire, ou au moins ils devraient être corrélés.

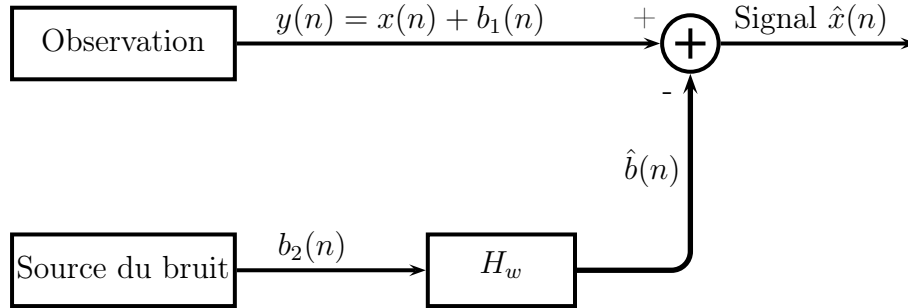


FIGURE 5.1: *Modèle de réduction du bruit en utilisant deux capteurs*

5.1.2 Filtrage de Wiener

On cherche à construire un système linéaire invariant en temps permettant d'extraire au mieux le signal du bruit en rendant maximal le rapport signal sur bruit. On dispose du signal d'observation $y(t)$, qu'on va filtrer pour rendre maximal le rapport signal sur bruit. Le filtre qu'on va appliquer est le filtre de Wiener.

On suppose que $x(t)$ est aléatoire de moyenne nulle $E[x(t)] = 0$. De fonction de corrélation $C_{xx}(\tau) = E[x(t)x^*(t-\tau)]$ et de densité spectrale de puissance $S_{xx}(\nu) = TF[C_{xx}(\tau)]$.

Appliquons $x(t)$ à l'entrée d'un filtre H_w , filtre de Wiener de gain complexe $H_w(\nu)$.

La sortie du filtre de Wiener est $\hat{x}(t)$. Cette sortie doit être la plus proche possible de $x(t)$ en moyenne quadratique. On doit donc déterminer le filtre de manière à ce que $J = E[|x(t) - \hat{x}(t)|^2]$ soit minimum [Wie50], [ML96].

En développant on obtient

$$J = C_{xx}(0) + C_{\hat{x}\hat{x}}(0) - C_{x\hat{x}}(0) - C_{\hat{x}x}(0) \quad (5.1)$$

Soit en fréquence et en tenant compte des relations du filtrage et du fait que :

$$C_{xy}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xy}(\nu) d\nu$$

$$\begin{aligned} J &= \int_{-\infty}^{+\infty} [S_{xx}(\nu) + S_{\hat{x}\hat{x}}(\nu) - S_{x\hat{x}}(\nu) - S_{\hat{x}x}(\nu)] d\nu \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} [S_{xx}(\nu) + |H_w(\nu)|^2 S_{yy}(\nu) - H_w(\nu) S_{xy}(\nu) - H_w^H(\nu) S_{yx}(\nu)] d\nu \end{aligned} \quad (5.2)$$

En minimisant l'intégrale pour tout ν , on obtient le gain complexe du filtre de Wiener :

$$H_w(\nu) = \frac{S_{xy}(\nu)}{S_{yy}(\nu)} \quad (5.3)$$

Considérons le cas d'un signal $x(t)$ et d'un bruit $b(t)$ décorrélés alors :

$$S_{xy}(\nu) = S_{xx}(\nu)$$

Et

$$S_{yy}(\nu) = S_{xx}(\nu) + S_{bb}(\nu)$$

Soit :

$$H_w(\nu) = \frac{S_{xx}(\nu)}{S_{xx}(\nu) + S_{bb}(\nu)} \quad (5.4)$$

Pour un bruit blanc, $S_{bb}(\nu) = N_0$, nous obtenons donc :

$$H_w(\nu) = \frac{1}{1 + \frac{N_0}{S_{xx}(\nu)}} \quad (5.5)$$

En conclusion, nous avons :

- $H_w(\nu) \approx 1$ si $S_{xx}(\nu) > S_{bb}(\nu)$ de manière à conserver sans déformation les composantes spectrales du signal peu bruitées.
- $H_w(\nu) \rightarrow 0$ quand $S_{xx}(\nu) < S_{bb}(\nu)$ de manière à minimiser la contribution du bruit.

5.2 Application aux signaux électriques

5.2.1 Position du problème

L'utilisation conjointe de la tension et du courant peut nous permettre d'éliminer en grande partie la composante du 50 Hz en utilisant les techniques de réduction de bruit tel que le spectrofiltre [ML96], [Hay96]. Nous exploitons de plus la cyclostationnarité des signaux électriques pour l'estimation du filtre [IEGZ06] ce qui permet d'être plus performant au niveau des résultats. Pour cela, le courant et la tension sont re-synchronisés par rapport au cycle électrique comme nous l'avons présenté au paragraphe 3.6.3. La tension est prise comme référence et nous construisons le filtre de Wiener qui va nous permettre d'estimer le courant électrique corrélé à la tension. Ce courant estimé ne porte pas l'information mécanique qui est décorrélée du signal électrique d'alimentation. Il sera par la suite soustrait du courant mesuré afin d'atténuer le 50 Hz et ses harmoniques; le signal ainsi obtenu est un signal résiduel dont les contributions d'origine mécanique ont été renforcées par réduction du 50 Hz et de ses harmoniques.

5.2.2 Modèle électrique simplifié de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone peut être en partie modélisé selon la figure 5.2.

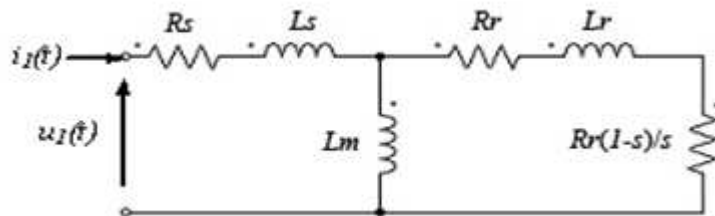


FIGURE 5.2: *Modèle électrique simplifié de la machine asynchrone*

- $i_1(t)$ le courant absorbé par une phase,
 $u_1(t)$ la tension,
 R_s la resistance du stator,
 avec : L_s inductance de fuite du stator,
 L_m inductance magnétique,
 R_r la resistance du rotor,
 L_r inductance de fuite du rotor,

Le courant du stator s'écrit sous la forme :

$$i_1(t) = u_1(t) * h(t) + b(t) = \hat{i}(t) + b(t) \quad (5.6)$$

avec $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre dépendant des paramètres intrinsèques de la machine et de l'état de fonctionnement, $b(t)$ représente la composante électrique résultante des perturbations mécaniques et d'autres bruits non corrélés avec le courant, et $\hat{i}(t)$ est le courant estimé. Le principe de la réduction par le spectrofiltre (figure 5.3) consiste à déterminer la réponse $h(t)$ (filtre de Wiener) qui minimise l'influence du bruit $b(t)$ au sens des moindres carrés.

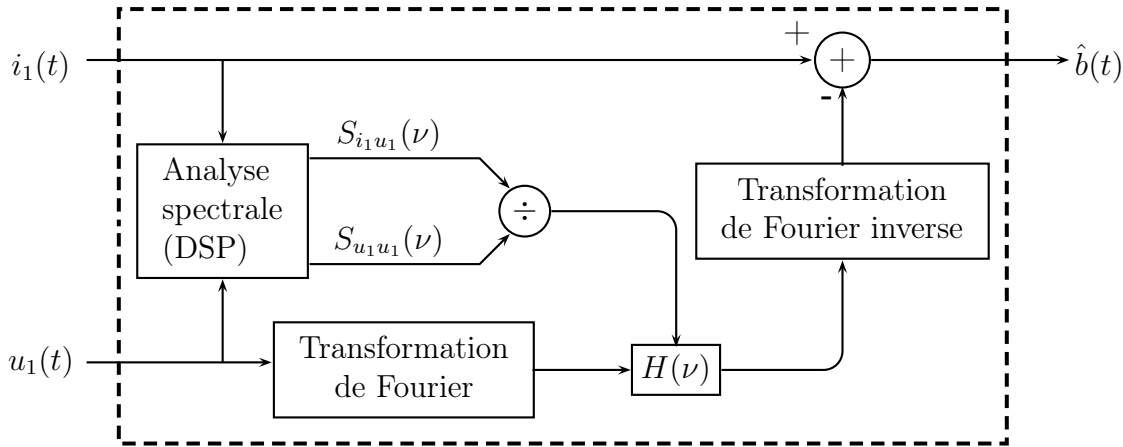


FIGURE 5.3: *Spectrofiltre*

5.2.3 Estimation du filtre de Wiener pour les signaux électriques

[IEGY06]

On désire estimer la contribution du courant fortement corrélée à la tension d'alimentation et donc peu sensible au défaut de la machine ; Ceci revient à estimer le filtre $h(t)$, appliqué à la tension $u_1(t)$ fournissant le signal $\hat{i}(t)$, sous contrainte de minimisation de l'erreur quadratique entre \hat{i} et i mesuré.

Le filtre s'écrit sous la forme suivante :

$$H(\nu) = \frac{S_{i_1 u_1}(\nu)}{S_{u_1 u_1}(\nu)} \quad (5.7)$$

S symbolise la densité spectrale de puissance.

avec

$$S_{i_1 u_1}(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_{i_1 u_1}(\tau) \exp(-2j\pi\nu\tau) d\tau \quad (5.8)$$

$$S_{u_1 u_1}(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_{u_1}(\tau) \exp(-2j\pi\nu\tau) d\tau \quad (5.9)$$

$C_{i_1 u_1}(\tau)$ et $C_{u_1}(\tau)$ sont l'auto et l'inter correlation, $\hat{i}(t)$ sera finalement :

$$\hat{i}(t) = TF^{-1} [U_1(\nu)H(\nu)] \quad (5.10)$$

avec TF^{-1} est la transformée de Fourier inverse et $U_1(\nu)$ est la transformée de Fourier de $u_1(t)$.

La mise en œuvre utilisée pour estimer ce filtre, consiste à diviser les deux signaux courant et tension en des blocs proportionnels à une période du 50 Hz, à calculer la densité spectrale d'intercorrélation de chaque bloc, $S_{u_1 u_1, k}(\nu)$, d'une part et $S_{i_1 u_1, k}(\nu)$, d'autre part ; à moyenner les $S_{u_1 u_1, k}(\nu)$ entres eux ; les $S_{i_1 u_1, k}(\nu)$ entres eux et enfin estimer le filtre selon l'expression $G = \frac{S_{i_1 u_1}(\nu)}{S_{u_1 u_1}(\nu)}$.

Le courant estimé peut être obtenu en convoluant la tension avec la réponse impulsionnelle du filtre. A partir du courant estimé par le filtre de Wiener, on va générer un signal résiduel noté $b(t)$ tel que $b(t) = i_1(t) - i_e(t)$; Dans ce cas, le signal $b(t)$ ne contient que du bruit décorrélié du signal électrique avec en particulier des informations liées à la partie mécanique.

5.3 Résultats expérimentaux

5.3.1 Débruitage

Les fréquences liées au défaut de roulement sont localisées dans le spectre du courant aux fréquences $|f_s \pm k.f_{ex}|$, où f_s est la fréquence du secteur électrique égale à 50 Hz, f_{ex} est la fréquence du défaut de bague externe de roulement égale à 62,89 Hz et $k = 1, 2, \dots$

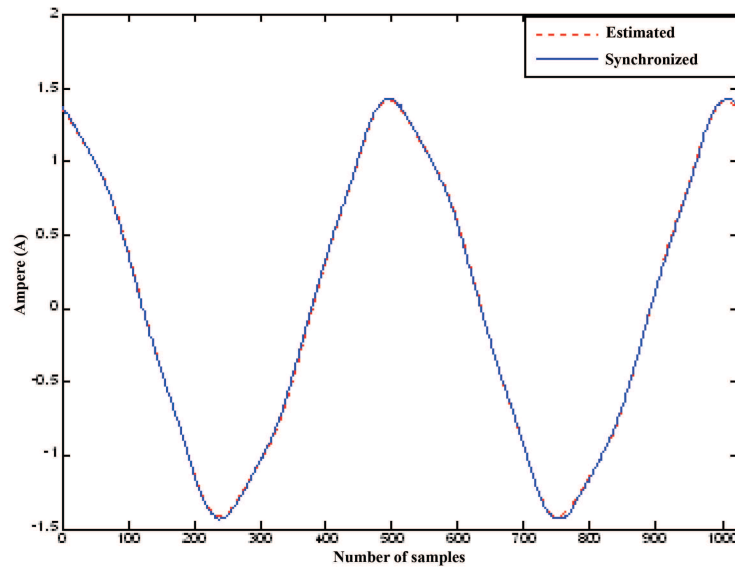
L'information sur le défaut est masquée par la forte dynamique des composantes fréquentielles présentent dans le spectre (figure 5.5) multiples de la fréquence d'alimentation. Nous proposons d'utiliser le filtre de Wiener pour faire ressortir ces composantes.

Nous montrons les résultats obtenues par filtrage de Wiener dans le cas d'estimation du filtre par 2 techniques différentes. La première technique est obtenue sans correction des fluctuations de la période du réseau (figure 5.4(b)), la seconde est obtenue par correction des fluctuations selon les méthodes proposées au chapitre 3 (figure 5.4(a)). Il est clair que la correction des fluctuations de la fréquence d'alimentation apporte une amélioration indéniable sur l'estimation du courant corrélé à la tension. Comme le courant à une forte composante 50 Hz, il est préférable d'observer le spectre (figures 5.5 et 5.6) d'autant plus que le signal qui nous intéresse est le signal résiduel en dehors des fréquences du réseau. Ce signal obtenu par différence entre le courant mesuré et le courant estimé.

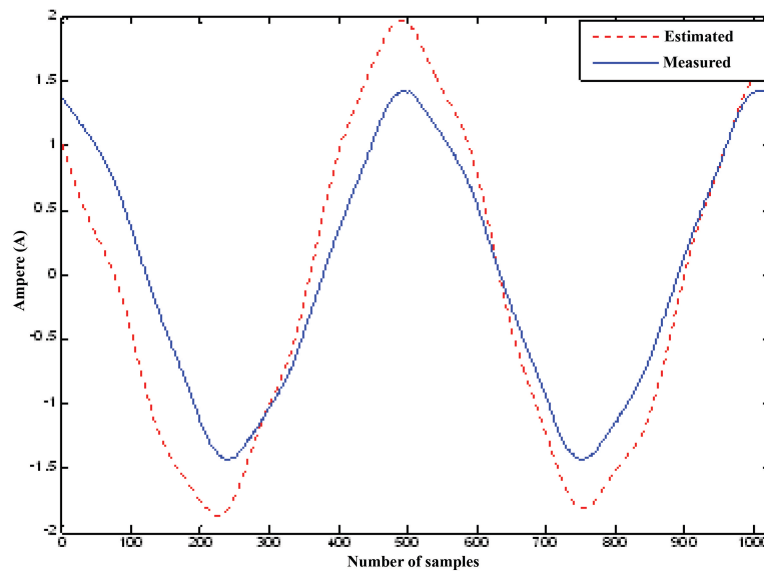
L'analyse spectrale du signal résiduel, présentée à la figure 5.8, montre que la dynamique du 50 Hz a été éliminé et que la différence d'amplitude est réduit à 27,6 dB entre le 50 Hz et le 112,89 Hz. En outre, un gain de 1,55 dB de la fréquence de 112,89 Hz permet de la distinguer des autres fréquences très proches. Un autre aspect important signalé au paragraphe 3.6.3, ce que nous arrivons à extraire la signature du glissement ($50 \pm 1,17$ Hz) masquée au préalable par le 50 Hz. Le filtre de Wiener a permis d'améliorer encore plus ce résultat en réduisant mieux le 50 Hz.

5.3.2 Application du Kurtosis

Le kurtosis ou coefficient d'aplatissement décrit la forme de la distribution d'une variable aléatoire réelle. Il est défini comme étant le rapport entre le moment centré d'ordre 4 et le carré du moment centré d'ordre 2 de la distribution en question ; plus il est élevé, plus la distribution est "pointue".



(a) --- Courant estimé, — Courant observé synchronisé.



(b) --- Courant estimé, — Courant observé non synchronisé.

FIGURE 5.4: *Superposition de deux courant :*

$$kurt(X) = \frac{E[(X - \mu)^4]}{\sigma^4} \quad (5.11)$$

où μ et σ sont la moyenne et l'écart type de X .

Le kurtosis d'une variable aléatoire normale vaut 3 et pour une sinusoïde vaut 1,5 [PSF97]. C'est un indicateur sensible dans la détection des impulsions périodiques [HN98].

Pour l'analyse des vibrations, la valeur du kurtosis devrait être proche de 3 en fonctionnement sain. L'introduction d'un défaut génère des impulsions, modifiant ainsi la

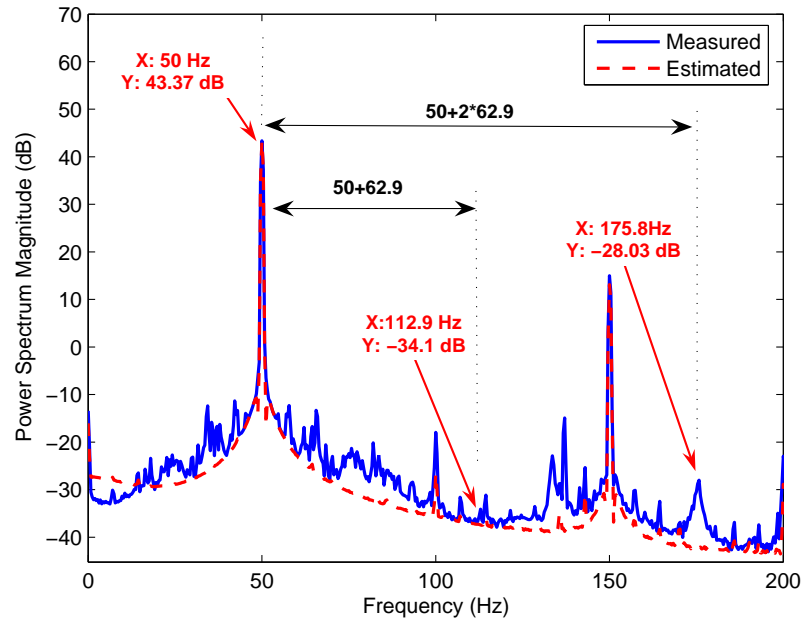


FIGURE 5.5: *DSP de deux courants : — Mesuré ; - - - Estimé après synchronisation.*

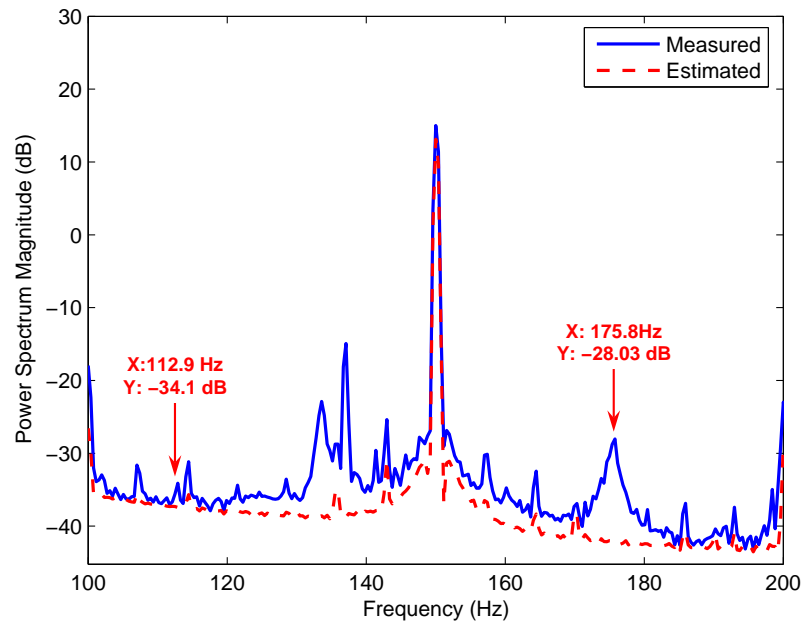


FIGURE 5.6: *DSP de deux courants : Agrandissement entre 100 et 200 Hz.*

distribution des signaux de vibration et l'augmentation de la valeur du kurtosis.

Dans notre application, nous avons associé le kurtosis avec le filtre de Wiener pour détecter les défauts en utilisant les signaux électriques. Il a été appliqué à différents signaux acquis dans des conditions de fonctionnement différentes; les résultats sont classés dans

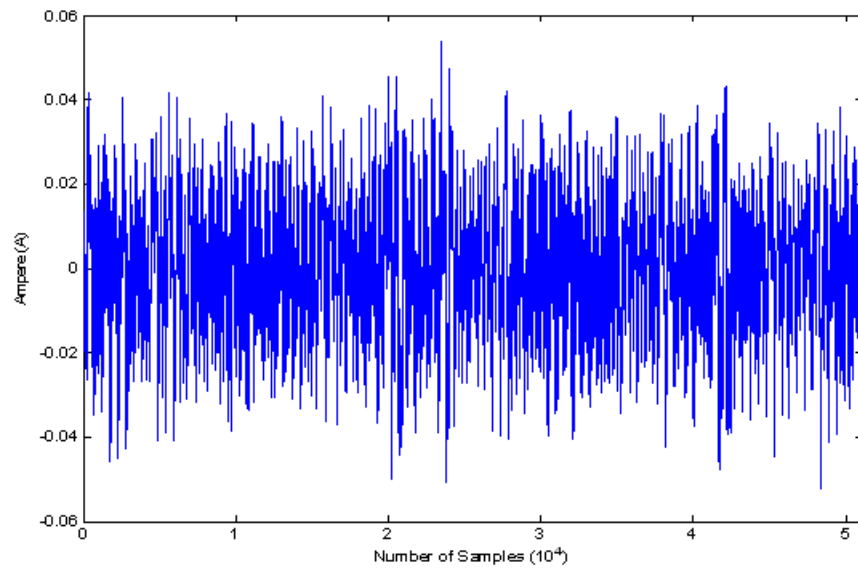
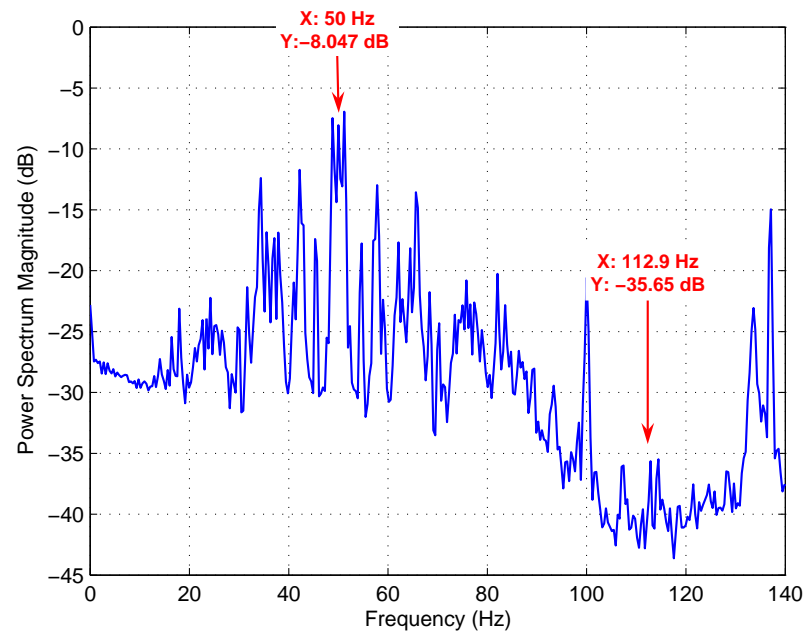
FIGURE 5.7: *Signal résiduel estimé.*FIGURE 5.8: *DSP du signal résiduel.*

TABLE 5.1: Valeurs du kurtosis

Signal :	Sain	Défaut
Courant	1.46	1.57
Accéléromètre	2.83	3.51
Résidu	2.16	8
Enveloppe du signal vibratoire	12.33	66

le tableau 5.1. Pour le signal électrique, le kurtosis est proche de 1,5 et par contre nous ne pouvons pas détecter les anomalies. Par contre, en appliquant sur le signal résiduel, la valeur du kurtosis augmente de 2 dans le cas sain à 8 pour un fonctionnement avec un défaut de roulement. Notons également que le kurtosis est plus sensible sur l’enveloppe du signal vibratoire que sur le signal électrique, c’est un résultat tout à fait normal puisque le défaut de roulement impacte plus directement les vibrations que le courant de la machine. Par contre, le facteur d’accroissement en présence d’un défaut est du même ordre de grandeur sur le signal vibratoire et le signal résiduel.

5.4 Conclusion

L’influence des défauts de roulement sur les courants statorique dépend du type de défaut et des conditions de fonctionnement de la machine. Il s’avère donc difficile de détecter une panne en observant tout simplement le signal du courant surtout que l’information sur la mécanique contenue dans le courant électrique est masquée par la forte dynamique de la fréquence d’alimentation. La prise en compte explicite de la non stationnarité des signaux électriques dans l’estimation du filtre optimal de Wiener nous a permis de séparer la contribution résultante des effets mécaniques impulsionsnels (défaut) de celle résultant de l’alimentation électrique. Par la suite pour caractériser la contribution mécanique, nous avons utilisé le Kurtosis qui permet de mettre en évidence des signaux dont la signature s’éloigne d’une gaussienne, c’est le cas typique de défaut de roulement impulsif de type écaillage.

Conclusion générale et perspectives

Ce travail de thèse a été consacré au diagnostic de défauts mécaniques (roulements) des machines électromécanique par exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée de la machine. Nous nous sommes intéressés dans un premier temps à modéliser le défaut de roulement pour comprendre son effet sur le fonctionnement de la machine et pour expliquer les phénomènes physiques mis en jeu lors de l'apparition de ce type de défauts.

D'un point de vue expérimental, notre approche a été dans un premier temps, d'étudier la vitesse instantanée. Cette étude nous a permis de mettre en évidence un défaut de roulement sur la bague extérieure, ce résultat nous a naturellement conduit à étudier les effets de la vitesse et variations de couple sur le courant. Les résultats montrent que les variations de couple moduleraient la phase du courant. Ainsi les défauts de roulement peuvent être détecter à partir de la phase instantanée du courant. Nous avons ainsi proposé une nouvelle méthode de diagnostic basée sur l'exploitation du facteur de puissance instantané qui permet l'estimation des modulations de phase et conduit à la détection des défauts de roulement.

La difficulté d'un diagnostic direct du défaut de roulement sur le courant résulte de la forte dynamique de l'alimentation (50 Hz et harmoniques) qui masque le reste du signal. Nous avons proposé une technique de filtrage de Wiener permettant de réduire ces fortes composantes et ainsi de faire ressortir la signature spectrale du défaut. Cette technique s'appuie sur l'hypothèse que le courant peut être décomposé en deux contributions : l'une essentiellement corrélée à la tension d'alimentation, l'autre liée aux phénomènes mécaniques normalement décorrélés des signaux électriques. La mise en œuvre de cette technique est améliorée par une correction préalable des fluctuations de période du réseau afin de lui exploiter la périodicité voire la cyclostationnarité du courant d'alimentation.

Le signal du courant ainsi filtré et diminué des fortes composantes d'alimentation peut être traité par des outils tel que le kurtosis pour caractériser l'ampleur d'un défaut de roulement.

Ce travail ouvre des perspectives à différents niveaux. D'un point de vue modélisation, nous avons mis en évidence le transfert d'un défaut de roulement via la vitesse et le couple instantanée vers le courant. Par ailleurs, le défaut de roulement peut entraîner une excentricité qui elle-même influe sur le courant. Il serait intéressant de développer un modèle sophistiqué de la machine permettant d'étudier simultanément les défauts de variation d'entrefer et les défauts de variation de vitesse ou couple pour identifier le mode de transfert le plus important.

Concernant les techniques d'estimation de la vitesse instantanée, il sera intéressant de développer des méthodes d'estimation à partir de la mesure électrique, par exemple par exploitation des harmoniques d'encoches rotorique (analogie à l'exploitation de l'engrènement dans un réducteur).

Concernant les méthodes d'amélioration rapport/buit, nous avons commencé de développer l'utilisation de la matrice spectrale dans un cadre cyclostationnaire [IEGZ05] pour extraire la contribution mécanique des signaux électriques. Cette approche multidimensionnelle permettrait de séparer les signaux reçus sur un ensemble des capteurs (3 courants, 3 tensions). Il serait intéressant de développer des bases des projections adaptées à la séparation des sources électrique et mécanique et de valider cette méthode sur des signaux réels en présence des différents défauts.

Bibliographie

Bibliographie de l'Auteur

— Article de Revue —

- [IEGB08] Ali Ibrahim, Mohamed Elbadaoui, François Guillet, and Frédéric Bonnardot. A new bearing fault detection method in induction machines based on instantaneous power factor. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 55(no. 12) :pp. 4252–4259, 2008.

— Articles de Conférences —

- [BBI⁺06] Frédéric Bonnardot, Roger Boustany, Ali Ibrahim, Khalid Sabri, Jérôme Antoni, and Mohamed ElBadaoui. Don't ignore nonstationarity : use it to advantage. In *Proceedings of ISMA 2006 International Conference on Noise and Vibration Engineering*, Leuven, Belgium, 18-20 September 2006.
- [BIGB08] Guillaume Bouleux, Ali Ibrahim, François Guillet, and Rémy Boyer. A subspace-based rejection method for detecting bearing fault in asynchronous motor. In *Proceedings of IEEE, International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, CMD2008*, volume vol. 1, pages pp. 171–174, Beijing, China, 21-24 April 2008 2008.

- [IEGY06] Ali Ibrahim, Mohamed Elbadaoui, François Guillet, and Widian Youssef. Electrical signals analysis of an asynchronous motor for bearing fault detection. In *Proceedings of IEEE, IECON'06*, pages pp. 4975–4980, Paris, France, 6-10 Nov. 2006 2006.
- [IEGZ05] Ali Ibrahim, Mohamed Elbadaoui, François Guillet, and Mohamed Zoaeter. Estimation de la matrice spectral dans le cas des signaux cyclostationnaires. In *CNR'IUT*, pages pp. 285–292, Rouen, France, 26-27 mai 2005.
- [IEGZ06] Ali Ibrahim, Mohamed Elbadaoui, François Guillet, and Mohamed Zoaeter. Using the cyclostationarity of electrical signal for bearing fault detection in induction machine. In *Proceedings of IEEE, ICIT 2006*, pages pp. 3008–3013, Mumbai, India, 15-17 Dec. 2006 2006.
- [IGE⁺08] Ali Ibrahim, François Guillet, Mohamed Elbadaoui, Robert Bob Randall, and Didier Rémond. Detection of rolling element bearing faults by analysis of the motor current. In *IMechE 9th International Conference on Vibrations in Rotating Machinery*, Exeter, United Kingdom, 8-10 Sep. 2008 2008.
- [IGEB08a] Ali Ibrahim, François Guillet, Mohamed Elbadaoui, and Frédéric Bonnardot. Detection of rolling element bearing faults by using of instantaneous frequency. In *ISMA2008 International Conference on Noise and Vibration Engineering*, Leuven, Belgium, 15-17 Sep. 2008 2008.
- [IGEB08b] Ali Ibrahim, François Guillet, Mohamed Elbadaoui, and Frédéric Bonnardot. Surveillance de la machine asynchrone par utilisation de la vitesse instantanée. In *Proceedings of Vibration, Chocs & Bruit International Conference*, Lyon-France, 10-12 June 2008 2008.
- [IGEB08c] Ali Ibrahim, François Guillet, Mohamed Elbadaoui, and Frédéric Bonnardot. Techniques to estimate the instantaneous frequency with an aim of induction machines faults diagnosis. In *Proceedings of IEEE, IECON'08*, Orlando Florida, USA, 10-13 Nov. 2008. IEEE.

Bibliographie du Document

- [APU01] M. Arkan, D. K. Perovic, and P. Unsworth. Online stator fault diagnosis in induction motors. *Proc. Inst. Elect. Eng., Elect. Power Appl.*, vol. 148(no. 6) :pp. 537–547, Nov. 2001.
- [AR02] J. Antoni and R. B. Randall. Differential diagnosis of gear and bearing faults. *ASME Journal of Vibration and Acoustics*, vol. 124(no. 2) :pp. 165–171, 2002.
- [AR05] J. Antoni and R. B. Randall. On the use of the cyclic power spectrum in rolling element bearings diagnostics. *Journal of Sound and Vibration*, vol. 281(no. 1-2) :pp. 463–468, March 2005.
- [AR06] J. Antoni and R. B. Randall. The spectral kurtosis : a useful tool for characterising non-stationary signals. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 20(no. 2) :pp. 282–307, February 2006.
- [Ark96] A. Arkkio. Unbalanced magnetic pull in cage induction motors-dynamic and static eccentricity. In *12th International Conference on Electrical Machines-ICEM'96*, pages pp. 192–197, Vigo, Spain, Sept. 10-12 1996.
- [Ben58] W.R. Bennett. Statistics of regenerative digital transmission. *Bell System Technical Journal*, vol. 37 :pp. 1501–1542, 1958.
- [Ben00] M. E. H. Benbouzid. A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47(no. 5) :pp. 984–993, Octobre 2000.
- [BER⁺05] F. Bonnardot, M. ElBadaoui, R. B. Randall, J. Danière, and F. Guillet. Use of the acceleration signal of a gearbox in order to perform angular resampling (with limited speed fluctuation). *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 19(no. 4) :pp. 766–785, July 2005.
- [BK03] M. E. H. Benbouzid and G. B. Kliman. What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis? *IEEE Trans. on Energy Convers.*, vol. 18(no. 2) :pp. 238–244, June 2003.

- [Blö06] Martin Blödt. *Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives : Application of Stator Current Time-Frequency Analysis and Parameter Estimation*. Thèse de doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH, Institut National Polytechnique de Toulouse, 14 septembre 2006.
- [BMHM99] K. Bossley, R. Mckendrick, C. Harris, and C. Mercier. Hybrid computer order tracking. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 13(no. 4) :pp. 627–641, 1999.
- [Bon93] A. H. Bonnett. Cause and analysis of anti-friction bearing failures in a.c. induction motors. *IEEE Industry Applications Society Newsletter*, pages pp. 14–23, Sep./Oct. 1993.
- [Bon04] Frédéric Bonnardot. *Comparaison Entre les Analyses Angulaire et Temporelle des Signaux Vibratoires de Machines Tournantes. Etude du Concept de Cyclostationnarité Floue*. Thèse de doctorat, Ecole Doctorale EEATS, Électronique, Électrotechnique, Automatique, Télécommunication et Signal, Institut National Polytechnique de Grenoble, 10 décembre 2004 2004. Thèse préparé au Laboratoire d'Analyse des Signaux et des Processus Industriels à Roanne (LASPI).
- [Bou96] Emmanuel Boutleux. *Diagnostic et suivi d'évolution de l'état d'un système, par reconnaissance des formes floues. Application au modèle du réseau téléphonique français*. Thèse de doctorat, Université de technologie de Compiègne, Compiègne, France, 1996.
- [BS86] A. H. Bonnett and G. C. Soukup. Rotor failures in squirrel cage induction motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22(no. 6) :pp. 1165–1173, Nov./Dec. 1986.
- [BT97] A. Barbour and W. T. Thomson. Finite element study of rotor slot designs with respect to the current monitoring for detecting static airgap eccentricity in squirrel-cage induction motor. In *Proc. IEEE Industry Applications Soc. Annual Meeting Conf.*, volume vol. 1, pages pp. 112–119, New Orleans, Louisiana, Oct. 5-9 1997.

- [BVT99] M. E. H. Benbouzid, M. Vieira, and C. Theys. Induction motors faults detection and localisation using stator current advanced signal processing techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14(no. 1) :pp. 14–22, January 1999.
- [Cap92] Cécile Capdessus. *Aide au diagnostic des machines tournantes par traitement du signal*. Thèse de doctorat, École Doctorale Signal, Image, Parole, Institut National Polytechnique de Grenoble, 15 décembre 1992 1992.
- [Cas03] Roland Casimir. *Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes*. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Lyon, France, 2003.
- [Col79] R. A. Collacott. *Vibration Monitoring and Diagnosis*, pages pp. 109–111. Wiley, New York, 1979.
- [Cra75] D. E. Crawford. “a mechanism of motor failures”. In *12th IEEE Electrical and Electronics Insulation Conference*, pages pp. 126–129, New York, 1975.
- [CTD86] J. R. Cameron, W. T. Thomson, and A. B. Dow. Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors. *Proc. Inst. Elect. Eng. B*, vol. 133(no. 3) :pp. 155–163, May 1986.
- [DGYE07] Ziad Daher, François Guillet, Hamed Yahoui, and Mohamed Elbadaoui. Modélisation et diagnostic de défauts de machines électriques. Rapport master, INSA de Lyon, LASPI, IUT de Roanne, 2007.
- [DPM04] O. Duque, M. Pérez, and D. Moríñigo. Practical application of the spectral analysis of line current for the detection of mixed eccentricity in cage induction motors fed by frequency converter. In *16th International Conference on Electrical Machines-ICEM’04*, Krakow, Poland, Sept. 5-8 2004.
- [DTR97] D. G. Dorrell, W. T. Thomson, and S. Roach. Analysis of airgap flux, current, vibration signals as a function of the combination of static and dynamic eccentricity in 3-phase induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33(no. 1) :pp. 24–34, 1997.

- [EAGD02] Mohamed ElBadaoui, Jérôme Antoni, François Guillet, and Joannes Danière. Ré-échantillonnage angulaire par interpolation spline-cubic des signaux d'engrenages. In *6ème Congrès Français d'Acoustique CFA*, Lille, France, 2002.
- [ECG⁺01] M. ElBadaoui, V. Cahouet, F. Guillet, J. Danière, and P. Velez. Modeling and detection of localized tooth defects in geared systems. *Journal of Mechanical Design*, vol. 123 :pp. 422–430, 2001.
- [EED92] N. M. Elkasabgy, A. R. Eastham, and G. E. Dawson. Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-22(no. 6) :pp. 165–171, 1992.
- [EPR82] EPRI. Improved motors for utility applications. final report Publication EL-2678, vol. 1, 1763-1, EPRI, October 1982.
- [FM97] K. R. Fyfe and E. D. S. Munck. Analysis of computed order tracking. *Mechanical systems and signal processing*, vol. 11(no. 2) :pp. 187–205, 1997.
- [Gaë04] Didier Gaëtan. *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*. Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [Gar85] W. A. Gardner. *Introduction to Random Processes with Applications to Signals and Systems*, chapter 12. Macmillan, 1985.
- [Gar90] W. A. Gardner. *Introduction to Random Processes*. McGraw-Hill, 2nd ed. edition, 1990.
- [Gar93] W. A. Gardner. *Cyclostationarity in Communications and Signal Processing*. IEEE Press, IEEE Communication Society, 1993.
- [Hay96] Monson H. Hayes. *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*. New York : Wiley, 1996.
- [HDC03] H. Henao, C. Demian, and G. A. Capolino. A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39(no. 5) :pp. 1272–1279, Sep./Oct. 2003.
- [HGK82] C. Hargis, B. G. Gaydon, and K. Kamish. The detection of rotor defects in induction motors. In *Proceedings of IEE - EMDA Conference*, pages pp. 216–220, London, 1982.

- [HN98] R. B. W. Heng and M. J. M. Nor. Statistical analysis of sound and vibration signals for monitoring rolling element bearing condition. *Applied Acoustics*, vol. 53(no. 1-3) :pp. 211–226, January-March 1998.
- [IEC95] IEC. Rotating electrical machines part 15 : Impulse voltage withstand levels of rotating a.c. machines with form-wound stator coils. Technical Report IEC 60034-15, IEC, 1995.
- [IEE85] IAS Motor Reliability Working Group IEEE. Motor reliability working group. report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations. IEEE Report vol. IA-21, no. 4, Part I & II, IEEE Transactions on Industry Applications, July 1985.
- [JP98] G. Joksimovic and J. Penman. The detection of interturn short circuits in the stator windings of operating motors. In *Proc. Annu. Conf. IEEE Industrial Electronics Soc.*, pages pp. 1974–1979, Aug. 31-Sep. 4 1998.
- [Kar03] H. C. Karmaker. Broken damper bar detection studies using flux probe measurements and timestepping finite element analysis for salient-pole synchronous machines. In *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives-SDEMPED'03*, pages pp. 193–197, Atlanta-GA, USA, Aug. 24-26 2003.
- [KHC07] S. H. Kia, H. Henao, and G.-A. Capolino. A high-resolution frequency estimation method for three-phase induction machine fault detection. *Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54(no. 4) :pp. 2295–2304, August 2007.
- [KHH04] C. Kral, T. G. Habetler, and R. G. Harley. Detection of mechanical imbalances of induction machines without spectral analysis of time-domain signals. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40(no. 4) :pp. 1101–1106, July-Aug. 2004.
- [KKS⁺88] G. B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott, and M.W. Madden. Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors. *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 3(no. 4) :pp. 873–879, Dec. 1988.
- [KPKH96] G. B. Kliman, W. J. Premerlani, R. A. Koegl, and D. Hoeweler. A new approach to on-line fault detection in ac motors. In *Proc. IEEE Industry*

- Applications Soc. Annual Meeting Conf.*, pages pp. 687–693, San Diego, CA, 1996.
- [KS92] G. B. Kliman and J. Stein. Methods of motor current signature analysis. *Electric Machines and Power Systems*, vol. 20 :pp. 463–474, 1992.
- [LC08] Abdesselam Lebaroud and Guy Clerc. Classification of induction machine faults by optimal time-frequency representations. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 55(no. 12) :pp. 4290–4298, 2008.
- [LT97] P. J. Loughlin and B. Tacer. Instantaneous frequency and the conditional mean frequency of a signal. *Signal Processing*, vol. 60(no. 2) :pp. 153–162, July 1997.
- [LYZ⁺04] Z. Liu, X. Yin, Z. Zhang, D. Chen, and W. Chen. Online rotor mixed fault diagnosis way based on spectrum analysis of instantaneous power in squirrel cage induction motors. *IEEE Trans. on Energy Convers.*, vol. 19(no. 3) :pp. 485–490, September 2004.
- [McF86] P. D. McFadden. Detecting fatigue cracks in gears by amplitude and phase demodulation of the meshing vibration. *Journal of Vibration, Acoustics, Stress, and Reliability in Design*, vol. 108(no. 2) :pp. 165–170, 1986.
- [MD03] S. A. McInerny and Y. Dai. Basic vibration signal processing for bearing fault detection. *IEEE Trans. Educ.*, vol. 46(no. 1) :pp. 149–156, Feb. 2003.
- [ML96] J. Max and J. L. Lacoume. *Méthodes et techniques du traitement du signal et application aux mesures physiques*. Tome 1. Masson, Paris, 1996.
- [Nat93] D. A. Nattrass. Partial discharge. xvii. the early history of partial discharge research. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 9(no. 4) :pp. 27–31, 1993.
- [NTX05] S. Nandi, H. A. Toliyat, and L. Xiaodong. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review. *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20(no. 4) :pp. 719–729, December 2005.
- [OBC06] Olivier Ondel, Emmanuel Boutleux, and Guy Clerc. A method to detect broken bars in induction machine using pattern recognition techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42(no. 4) :pp. 916–923, July/August 2006.

- [Ond06] Olivier Ondel. *Diagnostic par reconnaissance des formes : Application a un ensemble convertisseur - machine asynchrone*. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Lyon, France, 2006.
- [Pat98] N. Paterson. *The analysis and detection of faults in three-phase induction machines using finite element techniques*. Doctoral thesis, Robert Gordon University, Wetherby British Library, Aberdeen, UK,, 1998.
- [PDTB86] J. Penman, M. N. Dey, A. J. Tait, and W. E. Bryan. Condition monitoring of electrical drives. *IEE Proceedings*, vol. 1133, Part B(no. 3) :pp. 142–148, May 1986.
- [PI67] M. Pouloujadoff and M. Ivanes. “comparaison des schémas équivalents au moteur asynchrone polyphasé”. *Revue Générale d’Electricité*, vol. Tome 76(no. 1), Juin 1967.
- [Pol00] M. Poloujadoff. Machines asynchrones - régimes quelconques. *Encyclopédie de Techniques de l’ingénieur*, vol. D 3 485 :pp. 1–22, 2000.
- [Pot90] R. Potter. A new order tracking method for rotating machinery. *Sound and Vibration*, vol. 24(no. 9) :pp. 30–34, 1990.
- [PSF97] C. Pachaud, R. Salvetat, and C. Fray. Crest factor and kurtosis contributions to identify defects inducing periodical impulsive forces. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 11(no. 6) :pp. 903–916, 1997.
- [PSLF94] J. Penman, H. G. Sedding, B. A. Lloyd, and W. T. Fink. Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors. *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 9(no. 4) :pp. 652–658, December 1994.
- [PTVF07] William H. Press, Saul A. Teukolsky, William T. Vetterling, and Brian P. Flannery. *Numerical Recipes 3rd Edition : The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, 2007.
- [RAC01] R. B. Randall, J. Antoni, and S. Chobsaard. The relationship between spectral correlation and envelope analysis in the diagnostics of bearing faults and other cyclostationary machine signals. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 15(no. 5) :pp. 945–962, September 2001.

- [Ran82] R.B. Randall. A new method of modeling gear faults. *Journal of Mechanical Design*, vol. 104 :pp. 259–267, 1982.
- [RNP01] J. Ramirez-Nino and A. Pascacio. Detecting inter-turn short circuits in rotor windings. *IEEE Computer Applications in Power*, vol. 14(no. 4) :pp. 39–42, Oct. 2001.
- [Sal97] G. Salles. *Surveillance et diagnostic des défauts de la charge d'un entraînement par machine asynchrone*. Thèse de doctorat, Université Lyon 1, Lyon, France, 1997.
- [SD96] A. C. Smith and D. G. Dorrell. Calculation and measurement of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with eccentric rotors. i. analytical model. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 43(no. 3) :pp. 193–201, May 1996.
- [SH95] R. Schoen and T. Habetler. Effects of time-varying loads on rotor fault detection in induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31(no. 4) :pp. 900–906, July-Aug. 1995.
- [SHG04] Jason R. Stack, Thomas G. Habetler, and Harley Ronald G. Bearing fault detection via autoregressive stator current modeling. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40(no. 3) :pp. 740–747, May-June 2004.
- [SHH03] J. R. Stack, T. G. Habetler, and R. G. Harley. Effects of machine speed on the development and detection of rolling element bearing faults. *IEEE Power Electronics Letter*, vol. 1(no. 3) :pp. 19–21, March 2003.
- [SHKB95] R. Schoen, T. Habetler, F. Kamran, and R. Bartheld. Motor bearing damage detection using stator current monitoring. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31(no. 6) :pp. 1274–1279, Nov.-Dec. 1995.
- [SK98] G. Stone and J. Kapler. Stator winding monitoring. *IEEE Industrial Application Magazine*, vol. 4(no. 5) :pp. 15–20, Sep./Oct. 1998.
- [SLH⁺95] R. Schoen, B. Lin, T. Habetler, J. Schlag, and S. Farag. An unsupervised, on-line system for induction motor fault detection using stator current monitoring. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31(no. 6) :pp. 1280–1286, Nov.-Dec. 1995.

- [SSP01] A. Stavrou, H. G. Sedding, and J. Penman. Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 16(no. 1) :pp. 32–37, March 2001.
- [TD99] O. V. Thorsen and M. Dalva. Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35(no. 4) :pp. 810–818, July-Aug. 1999.
- [TG03] W. T. Thomson and R. J. Gilmore. Motor current signature analysis to detect faults in induction motor drives-fundamentals, data interpretation, and industrial case histories. In *Proceedings of the 32nd Turbomachinery Symposium*, pages pp. 145–156, Houston, TX, USA, Sep. 8-11 2003.
- [THA03] A. Tenhunen, T. P. Holopainen, and A. Arkkio. Impulse method to calculate the frequency response of the electromagnetic forces on whirling cage rotors. *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 150(no. 6) :pp. 752–756, 2003.
- [TL95] H. A. Toliyat and T. A. Lipo. Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 10(no. 2) :pp. 241–247, June 1995.
- [TLS⁺03] R. M. Tallam, S. B. Lee, G. Stone, G. B. Kliman, J. Yoo, T. G. Habetler, and R. G. Harley. A survey of methods for detection of stator related faults in induction machines. In *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives-SDEMPED'03*, pages pp. 13–19, Atlanta-GA, USA, Aug. 24-26 2003.
- [TP87] P. Tavner and J. Penman. *Condition Monitoring of Electrical Machines*. Research studies press LTD, 1987.
- [TR00] A. M. Trzynadlowski and E. Ritchie. Comparative investigation of diagnostic media for induction motors : a case of rotor cage faults. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47(no. 5) :pp. 1092–1099, Oct. 2000.
- [TVK03] V. V. Thomas, K. Vasudevan, and V. J. Kumar. Online cage rotor fault detection using air-gap torque spectra. *IEEE Trans. on Energy Convers.*, vol. 18(no. 2) :pp. 265–270, June 2003.

- [Vas93] P. Vas. *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines*. Oxford, U.K., 1993.
- [Wan01] W. Wang. Early detection of gear tooth cracking using the resonance demodulation technique. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 15(no. 5) :pp. 887–903, 2001.
- [WFW03] E. Wiedenbrug, G. Frey, and J. Wilson. Impulse testing as a predictive maintenance tool. In *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives-SDEMPED'03*, pages pp. 13–19, Atlanta-GA, USA, Aug. 24-26 vol. 2003.
- [Wie50] Norbert Wiener. *Extrapolation, Interpolation, and Smoothing of Stationary Time Series*. The technology press of the MIT, New York, John Wiley & sons Inc., 1950.
- [WKPS99] R. Wieser, C. Kral, F. Pirker, and M. Schagginger. On-line rotor cage monitoring of inverter-fed induction machines by means of an improved method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14(no. 5) :pp. 858–865, Sep. 1999.
- [XCC03] C. Xianrong, V. Cocquempot, and C. Christophe. A model of asynchronous machines for stator fault detection and isolation. *IEEE Transaction Industrial Electronics*, vol. 50(no. 3) :pp. 578–584, June 2003.
- [ZBDNS03] F. Zidani, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, and M. S. Nait-Said. Induction motor stator faults diagnosis by a current concordia pattern-based fuzzy decision system. *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18(no. 4) :pp. 469–475, December 2003.

Annexes

Annexe A : Transformée de Concordia.

Annexe B : Transformée d'Hilbert.

Annexe C : Échantillonnage angulaire direct.

Annexe A

Transformée de Concordia

On peut modéliser le champ tournant d'un système triphasé par un système diphasé grâce aux transformations suivantes :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad et \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

avec :

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad et \quad C_{32} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix}$$

Si on veut conserver la composante homopolaire les transformations deviennent :

$$\begin{bmatrix} m_h \\ m_\alpha \\ m_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_a \\ m_b \\ m_c \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} m_a \\ m_b \\ m_c \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} m_h \\ m_\alpha \\ m_\beta \end{bmatrix}$$

où T est la matrice de Concordia. Il existe aussi une transformation de Clark qui est la même que celle de Concordia mais qui n'est pas normée. Elle ne conserve donc pas la puissance lors des opérations matricielles.

$$T = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix}$$

Annexe B

Transformée d'Hilbert

La transformée d'Hilbert du signal $x(t)$ est défini comme étant un signal dont ses fréquences sont toutes décalées de $-\pi/2$ radians par rapport à celles du $x(t)$. Le signal résultant est noté

$$\hat{x}(t) = H\{x(t)\} \quad (\text{B.1})$$

$\hat{x}(t)$ est obtenu en filtrant $x(t)$ par un filtre de fonction de transfert :

$$H(f) = -j \operatorname{sgn}(f) \quad (\text{B.2})$$

L'amplitude et la phase de $H(f)$ valent

$$|H(f)| = 1 \quad (\text{B.3})$$

$$\phi\{H(f)\} = -\frac{\pi}{2} \operatorname{sgn}(f) \quad (\text{B.4})$$

La réponse impulsionnelle est obtenue par transformation de Fourier inverse de $H(f)$:

$$h(t) = \frac{1}{\pi t} \quad (\text{B.5})$$

Il est instructif de comparer la fonction de transfert de la transformation de Hilbert à celle d'un retard pur ($x(t) \rightarrow x(t - t_0)$). La fonction de transfert du retard est

$$H_d(f) = \exp(-2\pi f t_0) \quad (\text{B.6})$$

$$|H_d(f)| = 1 \tag{B.7}$$

$$\phi\{H_d(f)\} = -2\pi f t_0 \tag{B.8}$$

Tous les deux ont la même amplitude, mais le retard a une phase linéaire en fréquence au lieu d'une constante.

Annexe C

Échantillonnage angulaire direct

Le principe d'une chaîne d'acquisition angulaire est présenté sur la figure [C.1](#).

Un codeur angulaire fixé à un arbre de la machine tournante permet d'obtenir une information de position relative. Le codeur délivre un signal carré dont la fréquence est un multiple de la fréquence de rotation. Un top tour permet d'obtenir une position de référence utile pour la localisation.

Notre chaîne d'acquisition au LASPI utilise un codeur optique incrémental.

Si le codeur optique fournit un signal à une fréquence "trop élevée" pour l'application (4096 fronts montants/tours par exemple), il est possible de réduire cette dernière à l'aide d'un diviseur de fréquence (compteur utilisé comme diviseur par 2^n). Ce signal sera alors utilisé comme horloge externe par la carte d'acquisition. Au LASPI, nous utilisons souvent 512 ou 1024 points/tour.

Comme dans toute chaîne d'acquisition classique, les signaux issus des capteurs sont conditionnés, amplifiés, puis préalablement filtrés.

La vitesse de la machine tournante peut varier au cours du temps, aussi la fréquence d'échantillonnage ainsi que la fréquence de Shannon/Nyquist varient également. Il est donc nécessaire de pouvoir changer la fréquence du filtre anti-repliement au cours de l'acquisition pour suivre ces variations de fréquence. Pour cela, il est possible d'utiliser un filtre anti-repliement à capacités commutées dont la fréquence de coupure dépend d'une fréquence externe. Sur le matériel utilisé au LASPI, cette fréquence doit être 100 fois plus élevée que la fréquence de coupure du filtre. Un multiplicateur de fréquence est alors nécessaire.

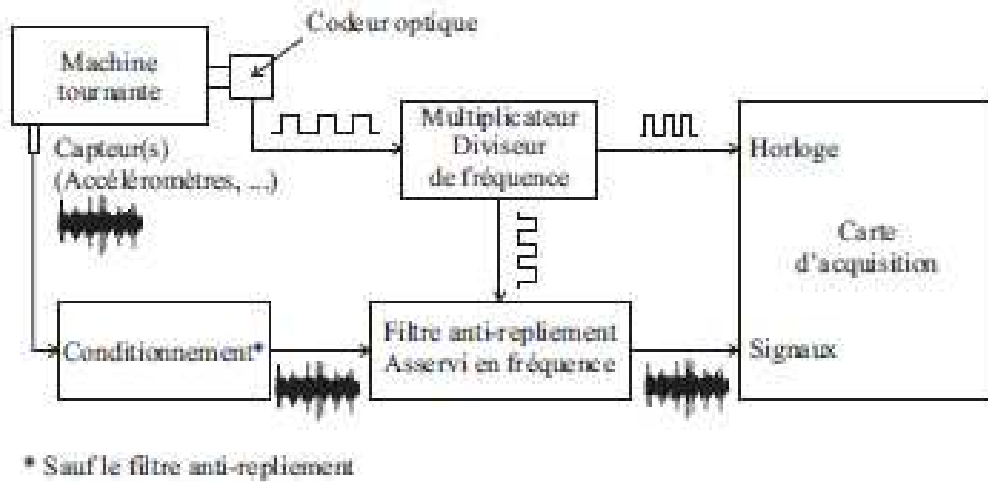


FIGURE C.1: *Chaîne d'acquisition angulaire.*

Pour de faibles fluctuations de vitesse, il est possible de simplifier le système. Dans ce cas, la fréquence du filtre anti-repliement est réglée pour satisfaire la condition de Nyquist correspondant à la vitesse la plus faible. On économise alors l'utilisation d'un multiplicateur de fréquence.

Un tel système (avec ou sans multiplicateur) présente des avantages importants :

- il fait réellement une acquisition angulaire, c'est la solution idéale,
- il n'est pas nécessaire de sur-échantillonner les signaux pour des post-traitements (on ne surdimensionnera donc pas la carte d'acquisition).

Néanmoins, il présente certains inconvénients [Pot90] :

- Il est beaucoup plus onéreux que les autres systèmes et donc moins intéressant commercialement.
- Les contraintes sur l'équipement réduisent le choix (horloge externe, ...). La majorité des chaînes d'acquisition utilisent une horloge interne et ne disposent pas toujours d'entrée complémentaire permettant l'utilisation d'une horloge externe.
- Les multiplicateurs de fréquence n'arrivent pas à suivre les changements rapides de vitesse.
- Il est nécessaire de fixer un codeur optique sur l'arbre de la machine tournante. Cette opération coûteuse en temps, exclut l'utilisation de l'échantillonnage angulaire pour un contrôle systématique des pièces dans une chaîne de montage en grande série (par exemple, fabrication de moteurs).

- Il est nécessaire d’avoir prévu l’utilisation d’un codeur optique (place, arbre disponible pour fixer le codeur).

Tous ces inconvénients amènent à développer des algorithmes de re-échantillonnage a posteriori. Ces algorithmes permettent d’estimer le signal échantillonné angulairement à partir d’un signal échantillonné temporellement [BER⁺05] en exploitant un capteur de position, voire dans certaines applications aucun capteur.

